

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR

10/88

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THESE

Présentée par Monsieur Rabah SADOUN

INGENIEUR E. N. P.

pour l'Obtention du Diplôme de MAGISTER EN ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SUJET

SYSTEME D'ENREGISTREMENT
ET DE CLASSIFICATION DES
PROFILS TENSORIELS

SOUTENUE LE 10 AVRIL 1988 DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE

Mr. A. CHEKIMA	Maître de Conférences	(E. N. P.)	Président
Mr. H. BEGORRE	Maître de Conférences	(I.N.P.L.)	Examineur
M ^{lle} M. GUÉRTI	Chargé de Cours	(E. N. P.)	Examineur
Mr. D. BERKANI	Chargé de Cours	(E. N.P.)	Examineur
Mr. Y. FLAMANT	Professeur	(U.S.T.H.B.)	Rapporteur
Mr. YVROUD	Professeur	(I. N. P. L.)	Invité
Mr. DEKKAR	Professeur	(I. S. M. A.)	Invité

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

THÈSE

Presentee par Mr SABOUN Babah

INGENIEUR E.N.P

pour l'obtention du diplome de MAESTER EN ELECTRONIQUE APPLIQUEE

SUJET

SYSTEME
D'ENREGISTREMENT ET DE CLASSIFICATION
DES PROFILS TENSORIELS

SOUTENUE LE 10 AVRIL 88 DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

Mr A.CHEKIMA	Maitre de conference	E.N.P	President
Mr H.BEGORRE	Maitre de conference	E.N.P	Examinateur
Mlle M.GUERTI	Charge de cours	E.N.P	Examinateur
Mr D.BERKANI	Charge de cours	E.N.P	Examinateur
Mr Y.FLAMANT	Professeur	U.S.T.H.B	Rapporteur
Mr YVROUD	Professeur	E.N.P	Invite
Mr DEKKAR	Professeur	E.S.M	Invite

AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au Laboratoire du Génie Biomedical du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens à remercier Monsieur Y. FLAMINI, Professeur à l'USTHB, pour l'avoir dirigé.

Mes remerciements vont également à Monsieur A. LHEKIMA, Maître de conférence à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur H. BEGORRE, Professeur agrégé à l'ENSEM de Nancy ainsi que Mlle M. GUERTI et Monsieur D. DEKKANI, chargés de cours à l'ENP, d'avoir bien voulu accepter de siéger à ce jury.

Que Monsieur DEKKAR, Professeur à l'ISM d'Alger, soit remercié pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie du jury.

Monsieur D. CHITOUR, Professeur agrégé à l'ISM, est assuré de ma reconnaissance pour l'aide matérielle qu'il m'a apporté pour la finalisation de cette thèse.

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I

- I-Caractérisation du système cardiovasculaire
- II-Elements de la physiologie de la circulation
 - II-1 La pompe cardiaque
 - II-2 Le réseau artériel
 - II-3 La contraction cardiaque
- III-L'onde de pression
- IV-Analyse de la fonction cardiovasculaire à l'aide de la forme d'onde de pression
- V-La pression artérielle
- VI-Facteurs déterminant la pression artérielle systémique
- VII-La variabilité tensorielle
- VIII-Concept de profil tensoriel
 - VIII-1 Critères d'identification
 - VIII-1-1 Moyenne des chiffres obtenus
 - VIII-1-2 Variabilité
 - VIII-1-3 Pourcentage des valeurs pathologiques
 - VIII-1-4 Reproductibilité
 - VIII-2 Commentaire
- IX-Procédés de mesure de la pression artérielle
 - IX-1 Mesure directe
 - IX-2 Mesure indirecte
 - IX-2-1 L'auscultation
 - IX-2-2 Méthodes velocimétriques
 - IX-2-2-1 Détection de l'écoulement sanguin
 - IX-2-2-2 Détection du mouvement des parois
 - IX-2-3 L'oscillométrie
- X-Conclusion

CHAPITRE II

Introduction

I-L'oscillométrie

- I-1 Technique du signal oscillométrique

- I-2 Technique de l'impédance pléthysmographique
- II- Détection du signal composite
- III- Synoptique général du système
- IV- Stratégie de développement
- V-Mode de dégonflage
 - V-1 Décompression par paliers
 - V-1-2 Transitoire pneumatique
 - V-1-3 Transitoire physiologique
 - V-2 Décompression continue
 - V-2-1 Analyse et modélisation de la courbe de dégonflage
 - V-2-1-1 Mesures effectuées
 - V-2-2 Interprétation des résultats . Modélisation du circuit pneumatique .
 - V-2-2-1 Eléments d'un circuit pneumatique et leurs équivalents électriques .
 - V-2-2-2 Signification de la capacité C_0 et la constante de temps τ
- VI-Extraction du signal physiologique. Différents modes .
 - VI-1 Extraction par génération de la courbe d'opposition
 - VI-1-1 Extraction par linéarisation du signal de pression
 - VI-2 Critiques
 - VI-2-1 Extraction par mesure du temps de gonflage
 - VI-2-2 Mesure du temps de gonflage
 - VI-2-3 Compensation de la courbe exponentielle
 - VI-2-3-1 Phase d'initialisation
 - VI-2-3-2 Phase de génération de l'exponentielle
 - VI-2-3-3 Adaptation courbes de vidange-opposition
 - VI-2-3-4 Critiques
- VII-Analyse spectrale du signal composite
 - VII-1 Densité spectrale du signal $S_b(f)$
 - VII-2 Densité spectrale du signal $S_p(t)$
 - VII-3 Tracé et interprétation des courbes des densités spectrales de $S_p(t)$ et $S_b(f)$
 - VII-3-1 Allure de $S_b(f)$
 - VII-3-2 Allure de $S_p(t)$
 - VII-3-3 Interprétation
 - VII-3-4 Analyse spectrale expérimentale
 - VII-3-4-1 Erreurs d'estimation des densités spectrales

VII-3-4-2 Nouvelle estimation de la densité spectrale du signal composite

VIII-Conclusion

CHAPITRE III

I- Réalisation matérielle du système

I-1 Etage d'offset

I-2 Extraction du signal physiologique

I-2-1 Gabarit du filtre

I-2-2 Fonction de transfert associé au gabarit

I-2-3 Choix de la fonction de transfert

I-2-4 Structure du filtre B(p)

I-3 Amplificateur à gain variable

I-4 Acquisition numérique des signaux

I-4-1 Variation du signal pendant la durée de conversion

I-4-2 Bruit de quantification

I-4-3 Module de conversion

I-5 Configuration finale du système

I-6 Considérations sur la période d'échantillonnage

II- Algorithmes de traitement

II-1 Critères de détection des pressions caractéristiques

II-1-1 Pression systolique

II-1-2 Pression moyenne

II-1-3 Pression diastolique

II-2 Détection de l'enveloppe du signal $S_p(t)$

II-2-1 Modèle du signal analytique

II-2-2 Extraction d'enveloppe par transformée d'Hilbert

II-2-2-1 Utilisation de la transformée de Fourier

II-2-2-2 Utilisation de la convolution

II-2-2-2-1 Conception du filtre de quadrature

II-2-2-2-2 Gabarit et ordre du filtre

II-2-2-3 Mise en oeuvre des deux méthodes et résultats

II-3 Représentation de $S_p(t)$ en un signal à spectre passe bande

II-3-1 Démodulation du signal $S_p(t)$

II-3-2 Démodulation par détection d'enveloppe

II-3-3 Conception du filtre passe bas numérique

II-3-3-1 Fréquence de coupure

II-3-3-2 Synthèse et structure du filtre passe bas

a- hypothèses de réalisation

b- réalisation du filtre RIF

c- réalisation du filtre RII

d- filtre retenu

e- structure de réalisation

f- Mise en oeuvre

II-3-3-3 Essais et résultats

II-3-3-4 Performances en présence d'artéfacts

II-4 Dédution des pressions caractéristiques

II-4-1 Calcul à partir de polynômes d'interpolation

II-4-2 Filtrage

III- Expérimentation clinique

III-1 Résultats et estimation de l'erreur

III-2 Interprétations

III-3 Application au relevé et à la classification des

profils tensoriels

IV-Conclusion

CONCLUSION

ANNEXE

INTRODUCTION

La connaissance de la tension artérielle est capitale tant en médecine clinique qu'en physiologie expérimentale. Le contrôle de cette tension est complexe en raison du très grand nombre de facteurs qui peuvent l'influencer : une variation non compensée de l'un de ces facteurs entraîne celle de la tension. C'est dire que la prise occasionnelle et ponctuelle de la dite tension s'avère un mode de surveillance inadéquat tant pour la mise en route d'un traitement que pour son suivi. L'enregistrement des profils tensoriels et leur interprétation se présentent alors comme une méthode d'approche simple permettant d'appréhender au mieux la variabilité tensorielle. En effet, compte tenu de cette variabilité encore accrue lorsqu'il existe un dysfonctionnement, cette technique apparaît bien adaptée à l'étude des phénomènes naturellement dynamiques.

Dans ce cadre et en collaboration avec les services de cardiologie de l'hôpital Parnet (Alger), nous avons entrepris la réalisation d'un système automatique d'enregistrement et de classification de profils tensoriels.

Après un bref rappel de physiologie cardiaque, nous présenterons dans le premier chapitre les éléments nécessaires permettant la justification des développements ultérieurs. Nous exposerons essentiellement :

- Une approche d'interprétation de profils tensoriels. Celle-ci conduit à une classification des valeurs relevées pour la déduction du type de profil enregistré.
- Les techniques utilisées pour la mesure de la tension artérielle.

De ce dernier point se dégagera, suivant les contraintes imposées, la méthode de mesure la plus adaptée.

La technique choisie, l'oscillométrie, traite des oscillations de pression. Ces oscillations peuvent être recueillies de deux manières ; soit à l'aide de l'impédance pléthysmographique (variation de volume), soit à l'aide du signal pneumatique.

Il sera montré que la dernière solution est plus adaptée dans notre cas.

Pour permettre la déduction des pressions caractéristiques, il a été nécessaire de séparer du signal pneumatique, le signal physiologique utile. Deux voies ont été envisagées :

- Les méthodes directes,
- Les méthodes indirectes.

Après une présentation des diverses solutions retenues, nous montrerons à l'aide d'une analyse spectrale (théorique et expérimentale) que le filtrage est la solution optimale pour l'extraction du signal physiologique. Ce qui constitue la conclusion du chapitre II et conditionne la structure du système final.

Les différentes parties de ce dernier et leur conception seront décrites dans le chapitre III. Il sera tenu compte essentiellement de la précision des mesures et de l'atténuation des bruits (artéfacts).

Nous développerons initialement la synthèse et la structure du filtre d'extraction. L'ordre optimal conduisant à une précision suffisante a été recherché.

L'apport d'un microprocesseur dans la structure du système avait un double objectif :

- Le traitement du signal physiologique.
- La gestion du système et la communication avec tout ordinateur hôte en vue de traitements spécifiques.

Le traitement consiste essentiellement en des opérateurs réalisant d'une part, l'extraction de l'enveloppe du signal physiologique pouvant être entachée de bruit (artéfacts) et d'autre part, la détection des pressions caractéristiques. Nous montrerons que l'opérateur naturel dans ce cas, la transformée d'Hilbert, est inadaptée et qu'elle peut être avantageusement remplacée par une

CHAPITRE I

PHYSIOLOGIE ET PRESSION ARTERIELLE

I- Caractérisation du système cardiovasculaire

A l'opposé des systèmes mécaniques , le coeur et les gros vaisseaux , enfermés dans la cage thoracique , ne sont pas accessibles aux mesures directes . Historiquement , les concepts fondamentaux concernant la fonction et le contrôle cardiovasculaire reposaient surtout sur des observations et des mesures faites sur des organes exposés chirurgicalement .

La description fonctionnelle et l'analyse de tout ou partie d'un système cardiovasculaire peuvent être abordées de diverses manières. L'approche de base consiste en la recherche de modèles équivalents permettant des études et des évaluations plus aisées.

Ainsi, certains modèles mécaniques servent à la compréhension et à l'interprétation de relevés hémodynamiques : c'est la simulation matérielle [1]..[6] . D'autres , basés sur les principes et lois d'hydromécanique permettent la déduction de caractéristiques (débit , vitesse d'écoulement , impédance artérielle , ...) difficilement accessibles par des méthodes directes [7]..[14] .

L'analogie tension-pression courant-débit donne une interprétation de certain problèmes circulatoires à l'aide de modèles électriques: un modèle constitué par des résistances en parallèles peut être utilisé pour apprécier dans quelle mesure l'élévation des résistances vasculaires d'un organe se répercute sur l'ensemble de la circulation [7].

On voit bien que les caractéristiques structurales et fonctionnelles d'un système cardiovasculaire peuvent être définies par des mesures généralement appliquées à tout système hydromécanique . Le volume , le type des déplacements produits par l'organe moteur peuvent être analysés par des variations de dimensions , de débit et (ou) de pression .

II-Éléments de la physiologie de la circulation

II-1 La pompe cardiaque

C'est à elle qu'est confié le maintien de la circulation du sang dans l'organisme . Elle est constituée de deux parties : chacune d'elles est subdivisée en deux cavités : l'oreillette et le ventricule . Les valves cardiaques permettent au sang de circuler d'une façon unilatérale . Elles s'ouvrent et se ferment sous l'effet de la pression du sang .

II-2 Le réseau artériel

Les vaisseaux qui ramènent le sang de différents organes et tissus vers le cœur sont baptisés veines . Ceux qui l'y dirigent sont appelés artères . Ces derniers constituent un système haute pression de distribution du sang à tout l'organisme . Les plus petites artères ou artérioles se fondent en un système de vaisseaux minuscules : les capillaires . Elles assurent les échanges de substances entre le sang et les cellules de l'organisme . La partie de la circulation commençant à l'aorte et se terminant à l'entrée de l'oreillette droite est appelée circulation systémique . Celle qui alimente les poumons est appelée circulation pulmonaire [1] .

II-3 La contraction cardiaque

C'est grâce à la succession de phases de contraction et de repos que le cœur fonctionne comme une pompe . A intervalles réguliers , la propagation d'une impulsion électrique [2] issue du noeud de KEITH et FLACK , provoque la contraction progressive de l'oreillette . Cette contraction chasse dans le ventricule droit le sang contenu dans l'oreillette droite . Quand le ventricule droit est plein , l'impulsion électrique qui a atteint un autre faisceau de fibres (noeud de TAWARA) situé

entre les deux ventricules , stimule la contraction du ventricule droit qui chasse alors le sang dans le système pulmonaire où il s'oxygène , pour rejoindre ensuite , l'oreillette gauche .

L'impulsion électrique qui stimule les muscles du coeur droit, stimule le coeur gauche en commençant par l'oreillette gauche .

La contraction de cette dernière chasse le sang qu'elle contient dans le ventricule gauche qui , après contraction , le renvoie dans l'aorte et par là,dans tout le système artériel .

Cette séquence d'évènements , qui se répète périodiquement est appelée cycle cardiaque . La systole désigne la phase de contraction ventriculaire ; la diastole la phase de relaxation .

Le rythme cardiaque correspond au nombre de contraction ventriculaire par minute .

Les modifications électriques qui se produisent au sein du muscle cardiaque durant le cycle cardiaque , peuvent être mis en évidence par l'électrocardiogramme (Fig.1).

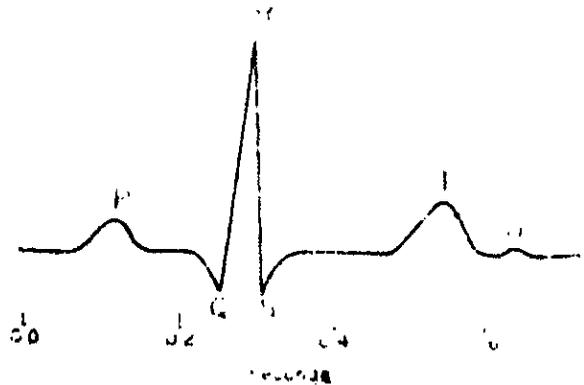


Fig.1 : Exemple d'un ECG normal

III-L'onde de pression

La fonction principale du système artériel est d'admettre des jets répétitifs de sang injecté par le coeur. Ces contractions périodiques soumettent la pression artérielle à

des oscillations régulières .

Le sang brusquement éjecté dans l'aorte au début de la contraction ventriculaire n'a pas d'énergie suffisante pour surmonter l'inertie des colonnes de sang des artères . Ceci entraîne une accumulation d'une masse de sang dans la première partie de l'aorte qui voit ainsi la tension de ses parois augmenter . La pression et la tension des parois accrues dans l'orifice de l'aorte font passer le sang de force dans les segments adjacents qui à leur tour s'étirent et voient augmenter leur tension . Une onde de pression circule ainsi le long de l'aorte à une vitesse déterminée par l'élasticité des parois et la pression du sang .

C'est parce que l'artère est capable de se distendre puis de revenir sur elle même qu'une partie du débit systolique peut être mis en réserve pendant la systole (effet WINDKESSEL)[1].

Durant la dernière phase de la contraction ventriculaire , l'éjection se ralentit et la pression dans l'orifice de l'aorte chute rapidement à un niveau inférieur à la pression artérielle ; les valvules aortiques se referment (onde diastole) (Fig.2a).

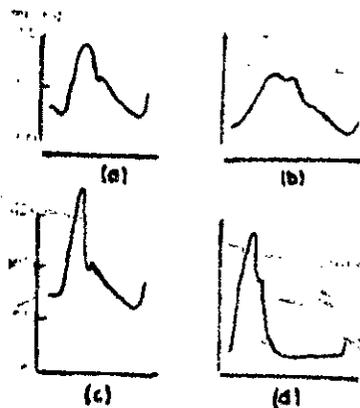


Fig.2 : Formes d'onde de pression

IV-Analyse de la fonction cardiovasculaire à l'aide de la forme d'onde de pression

L'effet WINDKESSEL a des effets morphogènes sur la courbe de pression artérielle ou sphygmogramme

Puisque les pressions nées de la contraction ventriculaire sont injectées dans un circuit hydraulique, les caractéristiques physiques de ce dernier vont nécessairement imposer la forme du sphygmogramme [15]..[20].

C'est ainsi qu'il existe des tracés de pouls caractéristiques d'atteintes artérielles : un affaiblissement de l'effet WINDKESSEL conduit à une forme pointue du sphygmogramme avec une onde dicrote basse et mal dégagée (l'artérosclérose)[20]. Par contre, son augmentation se traduit par une montée lente et progressive de l'onde sans dicrotisme (l'anévrisme cardiaque). Les figures 2b, 2c et 2d illustrent trois cas d'atteintes artérielles [20].

V-La pression artérielle

C'est la pression que le sang exerce sur la paroi des vaisseaux.

Cette pression varie pendant le cycle cardiaque. Sur le sphygmogramme, la valeur crête qui apparaît pendant la systole ventriculaire est appelée pression systolique ou "tension maxima"; la valeur minimale qui se produit lors de la diastole est appelée pression diastolique ou "tension minima".

A ces deux valeurs peut être substituée une autre valeur caractéristique de la circulation : la pression moyenne définie par :

$$P_m = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt$$

C'est la pression idéale qui, maintenue à un niveau fixe, réaliserait le même débit que le régime pulsatile correspondant [2].

VI-Facteurs déterminant la pression artérielle systémique

La pression maintenue dans les artères constitue un réservoir de pression assurant la force propulsive qui distribue le sang dans les réseaux complexes des canaux étroits de la micro-circulation.

Cette distribution du flux sanguin dans les différents lits vasculaires est principalement contrôlée par les modifications du calibre des vaisseaux .

La pression hydrostatique résultante doit être comprise entre deux seuils critiques : l'un inférieur pour que l'irrigation du cerveau suffise à maintenir un état conscient , l'autre , supérieur afin d'éviter des accidents circulatoires graves [2].

Elle dépend essentiellement :

- du débit cardiaque.
- de la résistance périphérique.

Ces derniers subissent à leur tour , l'effet d'autres facteurs à caractère métabolique ou (et) émotionnelle :

- la fréquence cardiaque,
- le volume d'éjection,
- la viscosité du sang,
- la résistance des parois artérielles,
- l'inconfort,
- le stress ...

VII-La variabilité tensorielle

Cette variabilité est une réalité physiologique encore accentuée lorsqu'il existe un trouble de la régulation .

Outre les émotions , un grand nombre de facteurs engendrent celle-ci: la position , l'âge , le sexe , la race , ...

La "pression artérielle" normale communément admise est de 120/80mmHg . D'un point de vue pratique , cette affirmation est totalement dénuée de sens si l'on considère toutes les causes de variabilité énumérées .

La méthode statistique s'appuyant sur la distribution des fréquences est la manière la plus efficace pour aborder le

problème de cette variabilité [2],[22]. Ainsi, la pression anormale est celle qui se situe au dessus d'une valeur limite obtenue à partir des distributions statistiques des valeurs tensorielles prélevées sur un échantillon de population à caractéristiques spécifiques. L'assemblage de ces distributions de fréquences, pour différents groupes d'âges, montre une tendance à l'élargissement, avec l'âge, des gammes de pression systolique et diastolique normales (Fig.3).

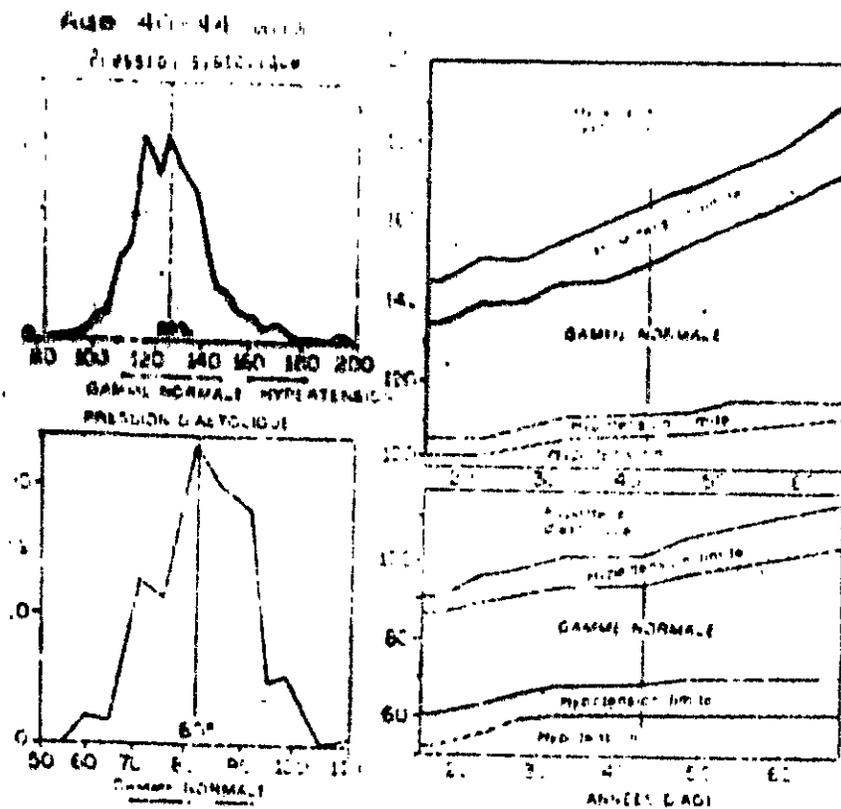


Fig.3 : Gamme de pression artérielle normale

VIII-Concept de profil tensoriel

En raison de cette variabilité, une mesure ponctuelle de la pression artérielle reste sans signification et s'avère ainsi un mode de surveillance insuffisant, tant pour la mise en route d'un traitement que pour son suivi.

Aussi substitue-t-on à la notion de pression celle de profil tensoriel : c'est l'enregistrement de la dite pression répétée sur plusieurs heures (Fig.4) .

Cette technique peut être un moyen d'investigation efficace des maladies hypertensives par l'analyse et l'identification d'un profil caractérisé par ses paramètres statistiques .

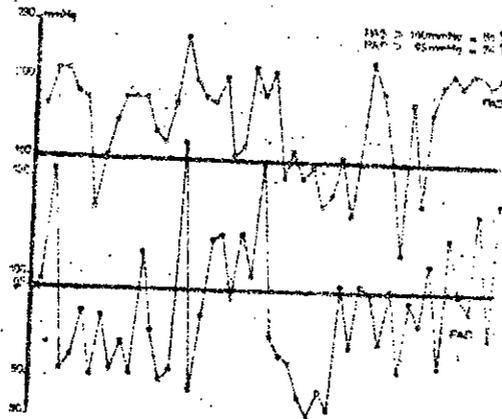


Fig.4 : Exemple de profil tensoriel

VIII-1 Critères d'identification

Une étude [22] portant sur 303 profils tensoriels a mis en évidence une hétérogénéité dans la définition de l'hypertension artérielle . Ceci a conduit à la proposition de quatre critères permettant l'identification et la classification d'un profil tensoriel :

- la moyenne des chiffres obtenus,
- la variabilité,
- le pourcentage des valeurs pathologiques,
- la reproductibilité.

La limite supérieure retenue pour distinguer une pression pathologique d'une pression normale est celle fournie par l'O.M.S (165/95 mmHg).

VIII-1-2 Moyenne des chiffres obtenus

Elle constitue une approche utile mais insuffisante . Elle peut être représentative dans le cas ~~de cas~~ ~~à~~ faibles oscillations .

VIII-1-3 Variabilité

C'est les écarts types des moyennes des trois paramètres de la pression artérielle .

VIII-1-4 Pourcentage des valeurs pathologiques

Il a pour objectif la distinction entre les principaux ensembles de profils tensoriels . L'analyse d'un profil en fonction du pourcentage des valeurs pathologiques a mis en évidence quatre groupes :

- le groupe correspondant aux enregistrements normaux : toutes les valeurs sont inférieures à 165/95 mmHg ,
- le groupe "d'hypertension artérielle limite" : jusqu'à 20% des valeurs sont supérieures à 165/95 mmHg ,
- le groupe "d'hypertension moyenne" : le pourcentage des valeurs obtenues sont comprises entre 21 et 90% ,
- "l'hypertension permanente" : plus de 90% des valeurs obtenues sont supérieures à 165/95 mmHg .

VIII-1-4 Reproductivité

Il a été déduit que pour un patient pris dans les mêmes conditions expérimentales , la reproductibilité d'un profil est une notion réelle pouvant permettre d'individualiser chaque patient par sa carte d'identité tensorielle .

VIII-2 Commentaire

L'enregistrement des profils tensoriels et son identification constitue donc une des méthodes d'approche les plus simples et les plus fructueuses de la maladie hypertensive. Compte tenu de la variabilité de la pression artérielle encore accrue lorsqu'il existe un dysfonctionnement, cette technique apparaît adaptée à l'étude d'un phénomène naturellement dynamique.

IX- Procédés de mesure de la pression artérielle

De l'étude précédente, il ressort que la pression artérielle peut être appréciée, soit par ses paramètres caractéristiques, soit par le relevé du sphygmogramme. L'une ou l'autre de ces informations conduit à des interprétations spécifiques. C'est de là que les procédés de mesure de la pression artérielle sont scindés en deux catégories : les mesures directes et indirectes [23].

IX-1 Mesure directe

Elle repose essentiellement sur le relevé in-situ de la pression : c'est le cathétérisme cardiaque. A l'aide d'un capteur placé en bout de sonde (cathéter), le réseau artériel est exploré [2],[5],[16],[20]. Toutes les réalisations et toutes les études effectuées concernant ce procédé ont un même but : obtenir un capteur perturbant le moins possible l'hémodynamisme tout en gardant une bonne sensibilité et une bonne tenue thermique et temporelle. De telles réalisations conduisent à l'étude dynamique des écoulements sanguins et plus particulièrement la contraction cardiaque.

XI-2 Mesure indirecte

Les procédés de mesure indirectes ont tous un point commun : leur mise en oeuvre est traumatisante et non dénuée de risque puisque basée sur la mise d'un cathéter. La connaissance de la variation de pression en fonction continue du temps n'est pas toujours nécessaire et des mesures ponctuelles des valeurs caractéristiques (P_s , P_d et P_m) pouvant être répétées au cours du temps, sont bien souvent suffisantes. Les méthodes utilisées au cours de la courante font toutes appel à une manchette destinée à provoquer l'occlusion artérielle pour supprimer l'écoulement du sang [24],[25]. Elles diffèrent essentiellement par les moyens mis en oeuvre pour repérer lors du dégonflage, les diverses phases de réapparition de l'écoulement artériel.

Elles se classent en trois catégories :

- l'auscultation,
- les mesures vélocimétriques ou ultrasonores,
- l'oscillométrie.

IX-2-1 L'auscultation

Elle consiste à repérer à l'aide d'un stéthoscope les bruits provoqués par l'écoulement sanguin (bruit de KOROTKOV) au point de compression de l'artère. Lors du dégonflage et après l'occlusion artérielle, le premier bruit détecté marque la pression systolique ; son passage par un minimum d'intensité et la modification soudaine de sa tonalité indique l'égalité de la pression diastolique avec celle du brassard. La figure 5 illustre le principe de cette méthode. Cette méthode peut être très précise. Il faut cependant noter l'influence de l'opérateur sur les résultats : acuité auditive, bruit environnant, temps de réaction, ... Par suite de différences importantes des caractéristiques de bruit d'un sujet à un autre et du manque de fiabilité pour des pressions artérielles faibles (état de choc), l'automatisation est difficilement réalisable.

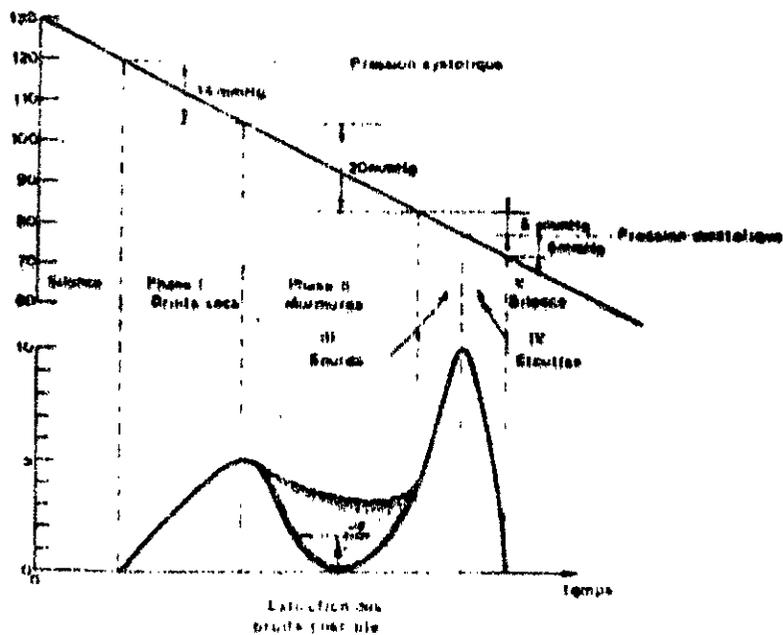


Fig.5 : Principe de la méthode d'auscultation

IX-2-2 Les méthodes vélocimétriques

Elles permettent la détermination des caractéristiques d'un écoulement sanguin par effet DOPPLER [2],[25]. Elles peuvent porter directement sur l'écoulement sanguin lui-même ou sur les mouvements des parois artérielles. Le principe de base consiste en une détection de glissement de fréquence entre des ondes ultrasonores incidentes et réfléchies.

IX-2-2-1 Détection de l'écoulement sanguin

Dans ce cas, un glissement de fréquence signale la réapparition du pouls lors de la décompression du brassard et indique ainsi la pression systolique. Le caractère tout ou rien de la méthode rend très simple sa mise en œuvre mais, en contre partie, offre le désavantage de rendre la mesure de la pression diastolique difficile, voire impossible.

IX-2-2-2 Détection des mouvements des parois

Grâce aux ultrasons, les mouvements des parois sont mis en évidence. L'ouverture de l'artère, sous l'effet de la pression, provoque une contraction à vitesse élevée. Ceci se traduit par un glissement de fréquence assez important. A l'opposé, un glissement faible correspond à la fermeture des artères.

Cette variation de glissement de fréquence permet de différencier les vitesses de contraction des artères. Les durées entre ouvertures et fermeture successives donnent accès au repérage des pressions caractéristiques. L'illustration en est donnée par la figure 6.

Cette méthode est fiable et précise mais nécessite par contre un équipement spécialisé. La présence de transducteurs ultrasonores dans le brassard rend sa mise en oeuvre délicate (fragilité, positionnement et contact).

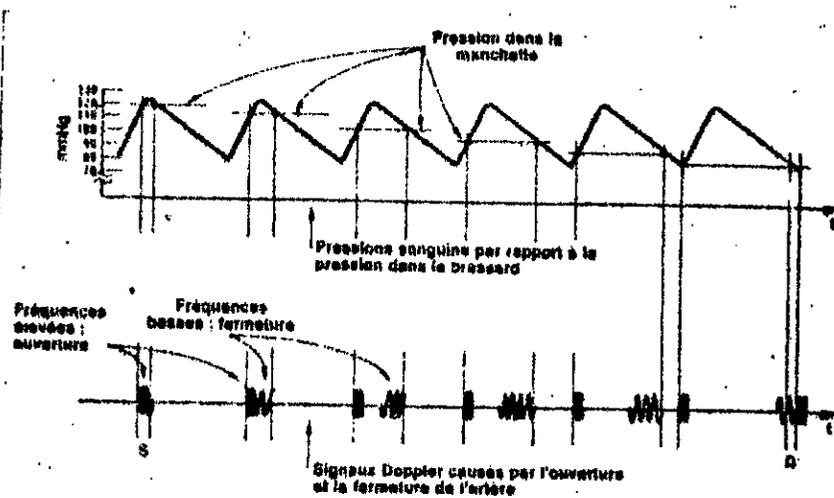


Fig.6 : Principe de détermination des pressions caractéristiques par effet Doppler

IX-2-3 L'oscillométrie

Cette méthode traite les oscillations recueillies sur un brassard comprimant un membre donné. Les

variations de pression dues à l'écoulement artériel provoquent des déplacements de la paroi artérielle [1],[24],[27]. Ceux-ci induisent à leur tour des variations de pressions dans le brassard, synchrones du rythme cardiaque. L'amplitude des oscillations recueillies varie en fonction de la contre pression exercée. Lors du dégonflage, l'apparition des oscillations correspond à la pression systolique, leur passage par un maximum marque la pression moyenne. La décroissance des oscillations s'interrompt lorsque la pression dans le brassard devient égale à la pression diastolique (Fig.7).

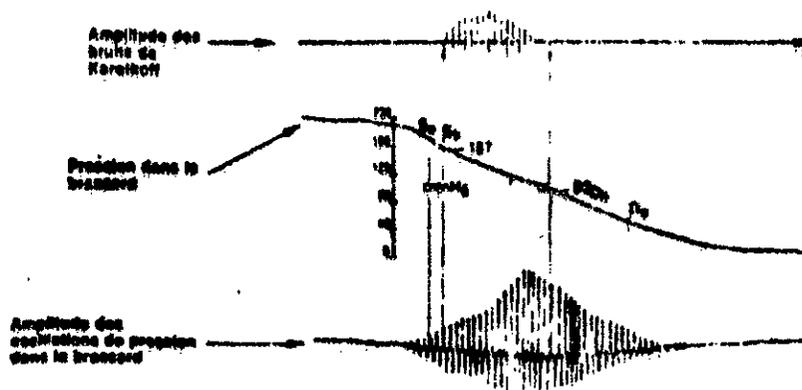


Fig.7 : Principe de l'oscillométrie

Le procédé oscillométrique est intrinsèquement performant. Il fournit des valeurs exactes comparables à celles obtenues par voie auscultatoire. De plus, l'emploi d'un brassard traditionnel, dépourvu de tout capteur, simplifie considérablement sa mise en œuvre.

X-Conclusion

Nous venons d'exposer les éléments essentiels permettant la compréhension et la justification des développements ultérieurs . La problématique exposée indirectement consiste essentiellement en la variabilité de la tension artérielle .

La quantification des caractéristiques de cette variabilité serait d'un apport fructueux pour l'appréciation correcte de l'état de la régulation du système cardiovasculaire .

C'est ainsi que le profil tensionnel a été présenté comme une technique d'approche pouvant répondre à cet objectif .

L'enregistrement de tout profil revient à la mesure répétée de la pression artérielle . Ainsi , les principales méthodes utilisées ont été passées en revue . Il en ressort que la méthode la plus fiable et s'offrant mieux à l'automatisation à coût réduit , est l'oscillométrie .

CHAPITRE II

ACQUISITION ET EXTRACTION DU SIGNAL PHYSIOLOGIQUE

Le développement d'un système de mesure indirecte de la pression artérielle passe au préalable par le choix d'une technique de mesure appropriée justifiée par un ensemble de critères tels que la fiabilité de la mesure et la facilité de mise en oeuvre .

Des techniques utilisées , l'oscillométrie demeure l'une des méthodes qui répond le mieux à ces critères tout en associant la possibilité d'une automatisation aisée .

Conçue autour de cette technique , la structure du système a été imposée par le mode d'extraction et de traitement de l'information utile (signal physiologique) . La simulation et l'émulation progressive ont permis de faire un choix optimal quant au mode d'extraction et de traitement .

I-L'oscillométrie

La technique oscillométrique , l'une des plus vieilles techniques de détermination de la pression artérielle , est basée sur le recueil et le traitement du signal pulsatile de la circulation sanguine .

Quand un brassard est dégonflé à partir d'une pression suprasystolique , la pulsation de la circulation sanguine y induit des oscillations . Ces dernières (Fig.8) , modulées par la pression régnant dans le brassard , sont recueillies par un capteur. Les informations concernant les paramètres caractéristiques de la pression artérielle sont alors contenues dans l'enveloppe de ces oscillations [24],[27]. Cette technique conduit au traitement de deux signaux :

- le signal correspondant à la pression dans le brassard (on le désignera par $S_b(t)$).
- le signal pulsatile synchronisé du rythme cardiaque, ($S_c(t)$).

Deux aspects de la mesure oscillométrique sont à distinguer ; l'un s'appuie sur le signal $Sc(t)$ proprement dit alors que l'autre tient compte de la variation de l'impédance électrique pléthysmographique . Ces deux aspects se différencient essentiellement par la nature de capteur utilisé qui traduit d'une manière particulière les variations physiologiques de pression .

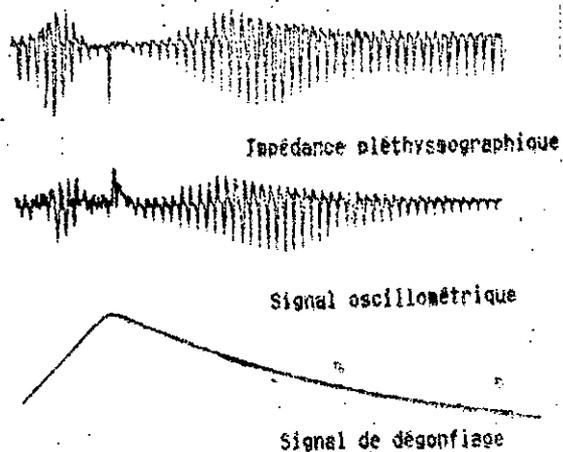


Fig.8 : Signaux obtenus par les méthodes oscillométrique et pléthysmographique

I-1 Technique du signal oscillométrique

Dans ce cas , le transducteur utilisé est un capteur de pression qui fournit un signal composite :

$$P(t) = Sc(t) + Sb(t)$$

Cependant , quand la pression dans le brassard atteint une valeur inférieure à la pression diastolique du sujet , l'amplitude des oscillations $Sc(t)$ n'est plus constante ; sa vitesse de variation dépend de celle de la contre pression exercée . Ceci s'explique par le fait qu'aucune contrainte extérieure n'est imposée sur la circulation qui reste ainsi inaffectée (Fig.8) .

I-2 Technique de l'impédance pléthysmographique

Elle repose sur la détection des variations de volume (fig.8) induites dans le brassard . Quant à la pression qui y règne , elle est traduite par un capteur de pression isolé.

Cette technique mène à deux signaux de natures différentes , donc distincts [28]..[30] .

La forme du train d'impulsions obtenue dépend de la contre pression exercée et est similaire à celle du signal oscillométrique pneumatique : la différence essentielle est que l'amplitude des oscillations , au delà de pression diastolique , est constante et fonction des caractéristiques statiques de l'individu (anatomie) .

On peut conclure que ces deux techniques se différencient par le relief qu'apporte l'impédance pléthysmographique dans la détermination de la pression diastolique .

Néanmoins et relativement à la première technique , cet avantage est contre-balancé par la nécessité d'utilisation , en plus d'un capteur de pression , d'un capteur de volume se situant impérativement sur le brassard .

Les différentes pressions caractéristiques sont identifiées d'une manière similaire : la première oscillation détectée lors du dégonflage marque la pression systolique , la pression moyenne et diastolique correspondent respectivement au maximum et au point d'inflexion de l'enveloppe des oscillations recueillies .

Ceci montre donc qu'avec le choix et l'adjonction d'éléments permettant l'augmentation de la sensibilité du signal pulsatile , la première technique présentée serait d'un développement et d'une mise en oeuvre plus simple que celle de l'impédance pléthysmographique et ceci , à performances comparables .

Dans ce cas , le problème essentiel à résoudre serait alors la séparation des signaux composant $P(t)$.

II- Détection du signal composite

La technique du signal oscillogrammétrique est l'approche utilisée dans la conception de notre système. De ce fait, l'interface signal pneumatique-système de traitement sera assuré par un capteur de pression.

Il existe divers types de capteur électrique de pression dans lesquels les déplacements de membrane produisent des variations de capacité, d'inductance ou de résistance [2],[3]. Ils peuvent être à électronique intégrée ou non suivant l'application ; donc suivant l'étendue des pressions à mesurer.

Dans notre cas, le capteur utilisé, le LX1601GB, est construit autour d'une jauge d'extensiométrie qui traduit, sous forme d'un signal électrique, la flexion de la membrane où elle est collée sous l'effet de la pression qu'elle subit. Il intègre en plus, la fonction d'amplification.

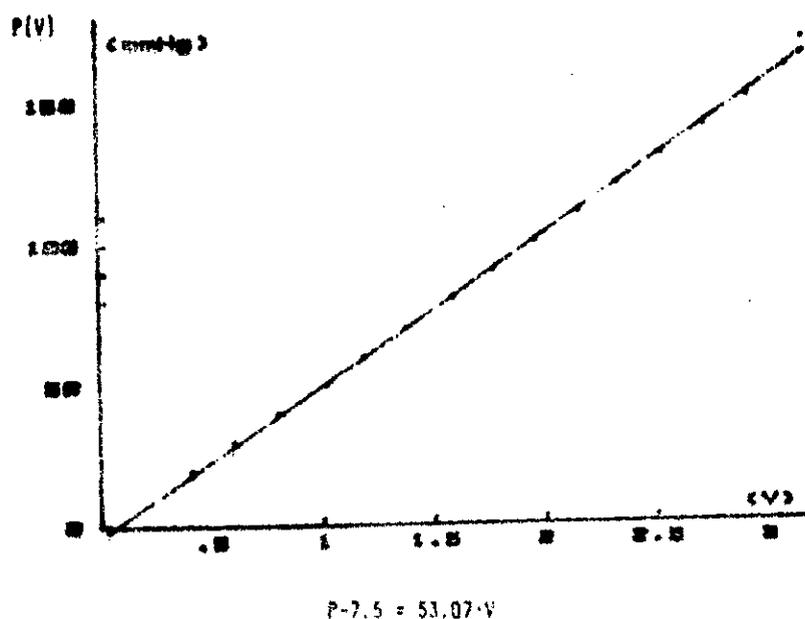


Fig.9 : Caractéristique du capteur de pression LX1601GB

La figure 9 montre que la caractéristique de transfert est linéaire avec cependant un offset de 7.51 0.7V. La plage de pression pouvant être explorée, fonction de la polarisation, s'étend de 0-5Psi (0-260 mmHg).

III- Synoptique générale du système

Compte tenu du choix de la méthode oscillométrique ainsi que de la manière de traduire les variations physiologiques de la pression artérielle, le système comprendra essentiellement trois parties principales :

- acquisition des signaux et prétraitement : en plus du capteur de pression et de l'amplification, une fonction de séparation des signaux est nécessaire. L'existence de cette dernière dépend de la méthode de traitement utilisée.
- traitement : cette partie doit se charger du traitement des signaux acquis en vue de l'extraction des caractéristiques recherchées. Il peut être entièrement numérique.
- commande et communication : la synchronisation de toutes les fonctions du système, la sécurité du patient et la communication avec tout système hôte pour la visualisation et la sauvegarde des données, en vue de traitements spécifiques, y seront implémentées.

On déduit la synoptique générale donnée figure 10.

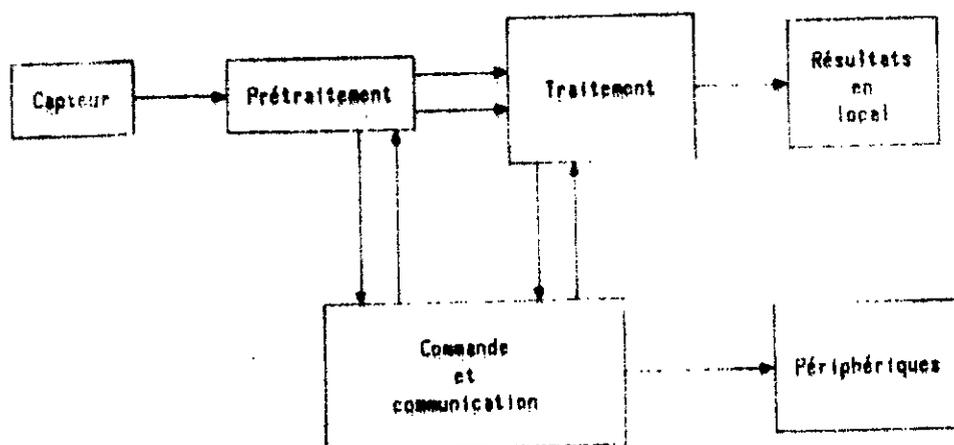


Fig.10 : Synoptique générale du système

IV- Stratégie de développement

L'approche hybride utilisée dans la réalisation des fonctions principales du système est dictée par l'intégration d'un microprocesseur qui permettra ainsi une certaine flexibilité d'exploitation. Ceci nous a conduit à adopter une manière particulière dans la conception et la réalisation de tous les blocs le constituant : l'émulation et la simulation. Ainsi, partant du capteur de pression et d'une chaîne d'acquisition évoluée (oscilloscope numérique à mémoire relié à un microordinateur HP9836), le système a été réalisé progressivement. L'intérêt visé est évident : gain de temps et réalisation pouvant être adaptée aux contraintes matérielles (Fig.11).

V-Mode de dégonflage

Le mode de dégonflage du brassard conditionne le choix de la technique d'extraction du signal physiologique. On distingue deux modes [27] :

- la décompression par paliers.
- la décompression continue.

VI-1 Décompression par paliers

Dans ce mode, la fonction de dégonflage à générer est une courbe constituée de paliers successifs d'amplitudes constantes et de durées fixes dépendant de la fréquence de battement. Sur chaque palier est perçue le signal physiologique $S_p(t)$.

Un exemple de montage et des signaux obtenus [27] sont illustrés par les figures 12a et b. Elle met en évidence deux phénomènes parasites pouvant fausser les mesures : les transitoires pneumatiques et les transitoires physiologiques.

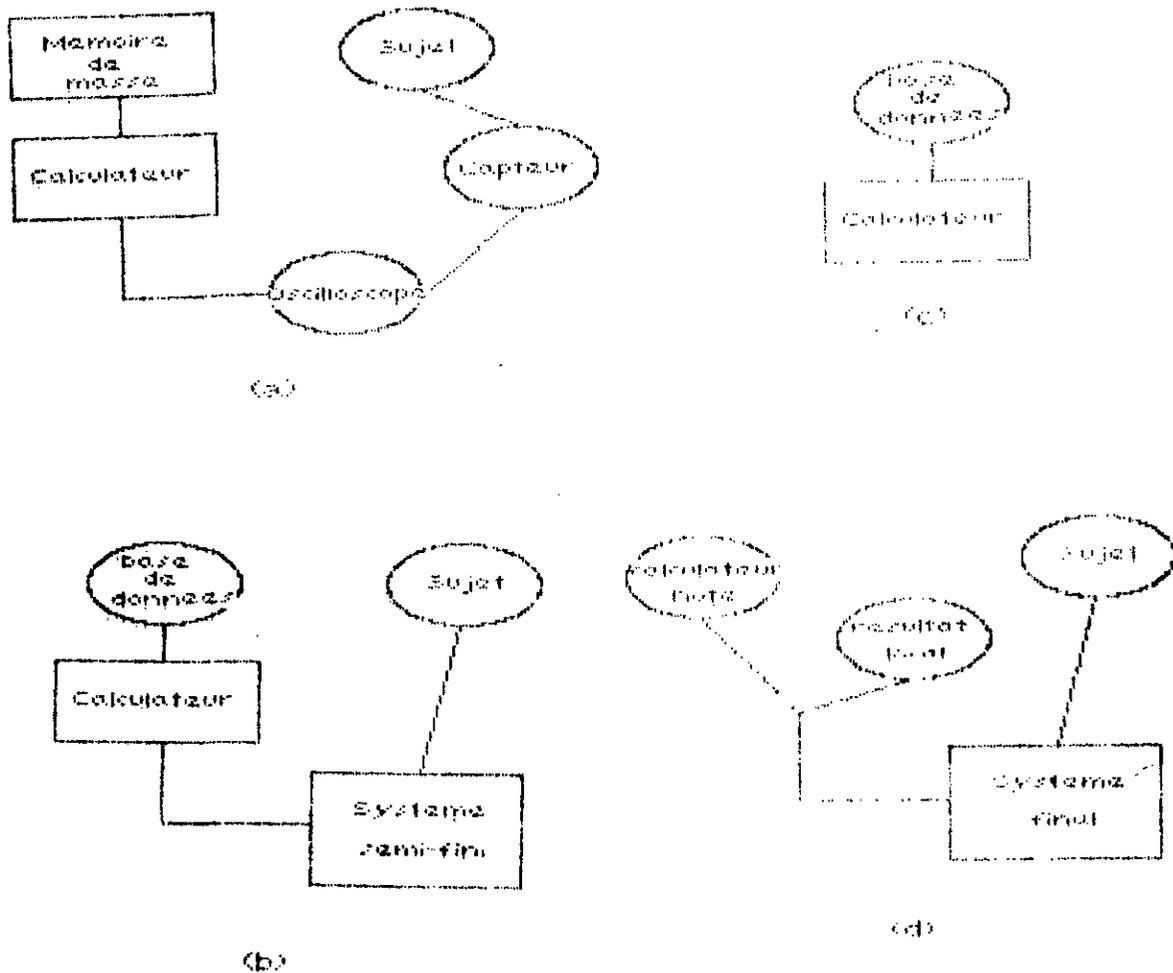


Fig.12 : Stratégie de développement

- a- Choix d'un mode d'extraction de $Sp(t)$.
- b- Constitution d'une base de données à l'aide du système se comportant comme outil d'acquisition des signaux $Sp(t)$ et $Sb(t)$.
- c- Choix d'une méthode de traitement et essai sur la base de données .
- d- Implantation des algorithmes de traitement sur le système final .

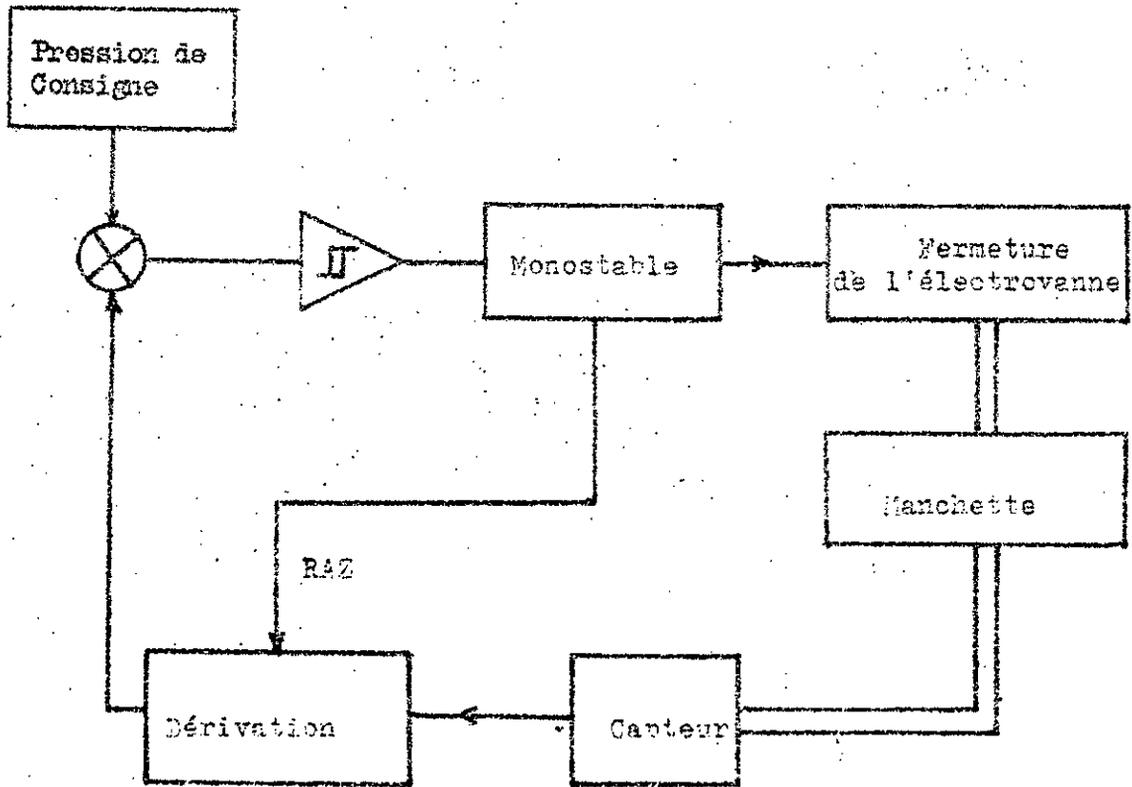


Fig.12a : Schéma de principe d'un montage utilisant un mode de dégonflage par paliers

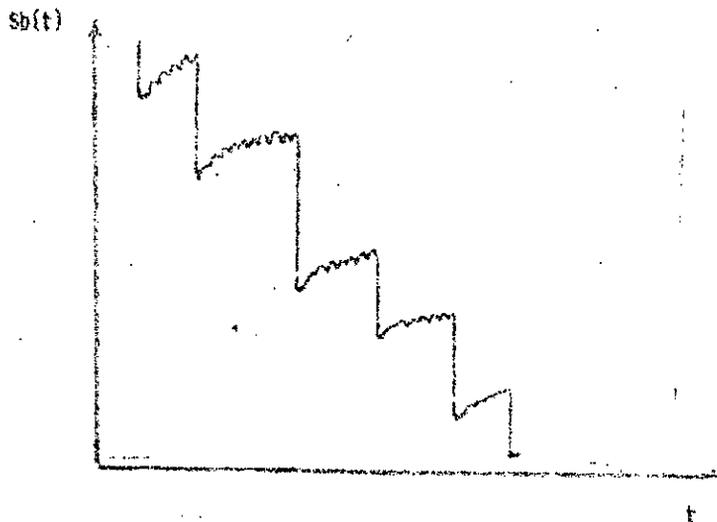


Fig.12b : Signaux obtenus par un mode de dégonflage par paliers.

VI-1-2 Transitoire pneumatique

Ce transitoire est la réponse à un échelon de pression de l'ensemble pneumatique constitué par la capacité du brassard, la résistance et la capacité des tubulures élastiques (modèle approximatif du brassard figure 14).

VI-1-3 Transitoire physiologique

Lors du dégonflage, tant que la pression dans le brassard est supérieure à la pression systolique, seule le transitoire pneumatique existe. Ensuite, une dérive du palier apparaît qui devient maximale autour de la pression moyenne. Cette augmentation de pression est due au remplissage veineux qui s'effectue à partir du moment où le sang recommence à passer. En effet, lorsque la pression diminue brusquement dans le brassard, un certain volume sanguin est libéré dans le réseau artériel et veineux en aval de la compression. Il se répartit dans les vaisseaux et cause, une augmentation de volume et de pression veineuse qui provoque alors une variation de pression dans le brassard.

Cette instabilité des paliers de pression perturbe la mesure. L'amplitude des premières oscillations est faussée. On peut alors envisager pour contourner cette difficulté :

- soit d'atteindre la stabilisation des paliers ; ce qui fait augmenter le temps de la mesure.
- soit de dériver fortement le signal, ce qui modifie sa forme et son amplitude.
- soit de générer une fonction de correction, ce qui est difficile vu que la déformation du palier n'est pas constante, mais varie avec la pression.

Critiques

Un avantage certain de la décompression par paliers réside dans la simplicité de mise en oeuvre. La composante

pneumatique possède une forme facile à compenser . L'électronique de traitement est alors assez simple . Par contre l'apparition d'un phénomène transitoire au début de chaque palier impose un temps de mesure relativement long ; ce qui implique un inconfort certain . De plus , le principe d'un dégonflage discontinu est en lui même désagréable puisque à chaque décompression , le sang est soudainement libéré dans le bras , laissant un certain temps le membre dans un état "d'ischémie" partielle [2] .

Ainsi , malgré sa simplicité apparente de mise en oeuvre , les contraintes de durée donnent à la mesure un caractère pénible, inadapté à des mesures fréquentes ou ambulatoires .

VI-2 Décompression continue

La réalisation d'un système à dégonflage continu passe en premier lieu par l'analyse de la loi de vidange du brassard à travers une résistance pneumatique . Cette fonction de vidange peut être mise en équation à l'aide d'une analogie électrique . A partir de cette modélisation , il est alors possible de rechercher une méthode d'extraction des oscillations $Sp(t)$.

VI-2-1 Analyse et modélisation de la courbe de dégonflage

La figure 13 montre le signal de pression du brassard enregistré lors de la phase de dégonflage à travers la résistance pneumatique d'une électrovanne . On constate que ce signal , $Sp(t)$, est d'allure exponentielle .

VI-2-1-1 Mesures effectuées

Pour trouver l'équation de $Sp(t)$ le brassard est placé autour d'un cylindre rigide . Une fois gonflé , on procède au dégonflage au moyen d'une électrovanne.

Le signal délivré par le capteur est alors enregistré .On construit ensuite la fonction $P_1(t) = \text{Log}(P(t))$.

Cette opération est répétée pour différents volumes du brassard .

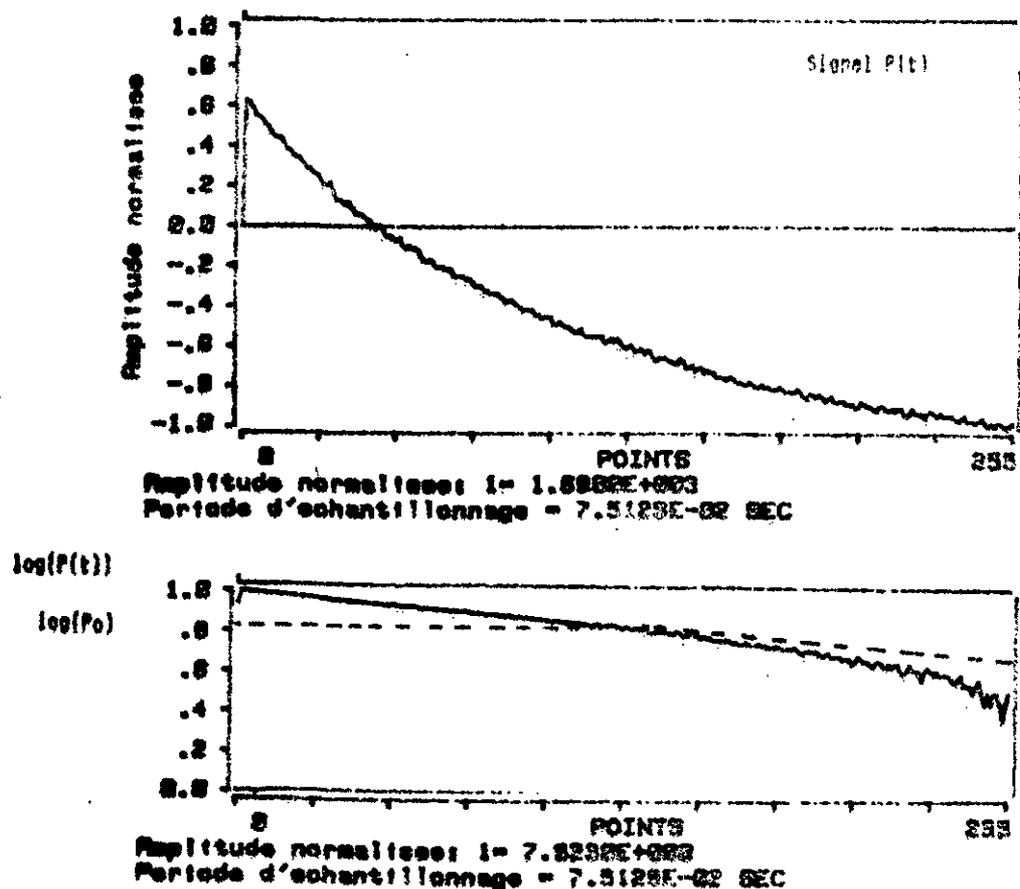


Fig.13 : Courbe de dégonflage et son logarithme

Résultats

Si la courbe $P(t)$ était une exponentielle pure , la courbe $P_1(t)$ serait une droite ayant pour pente la constante de temps de l'exponentielle .

La figure 12 montre que les courbes obtenues sont plutôt approchées par des segments de droites de pentes différentes . Ce qui

nous amène à conclure que la courbe de dégonflage est constituée par un ensemble d'exponentielles de constantes de temps différentes .

VI-2-2 Interprétation des résultats . Modélisation du circuit pneumatique .

L'interprétation des courbes obtenues peut se faire en raisonnant sur un schéma électrique équivalent au circuit pneumatique .

VI-2-2-1 Eléments d'un circuit pneumatique et leurs équivalents électriques .

- La charge à débit constant du brassard aura pour équivalent électrique un générateur de courant I_0 .
- Le brassard , capacité pneumatique , sera représenté par une capacité C_p .
- L'électrovanne de vidange constitue une résistance de fuite symbolisée par R_v .

La pression $P(t)$ dans le brassard et le débit dans les tubulures correspondent respectivement à la tension aux bornes de la capacité C_p et au courant la traversant . Ceci conduit au schéma électrique équivalent figure 14 .

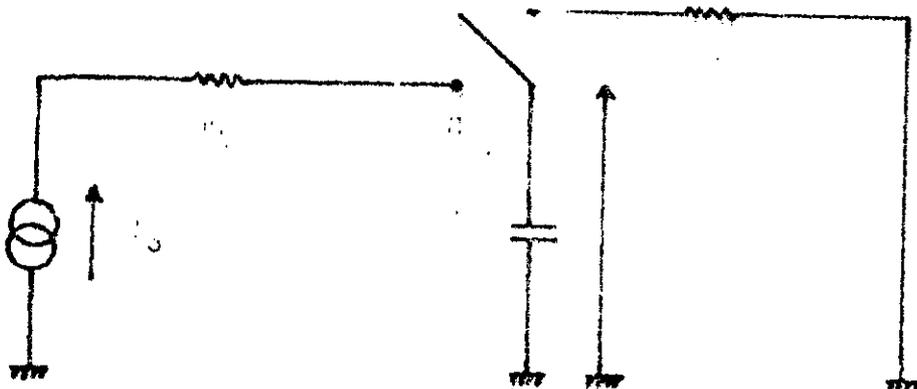


Fig 13 : Modèle approximatif du brassard

Si l'on suppose que la capacité C_p est constante, la charge à ses bornes est donnée par :

$$Q(t) = C_p \cdot U(t) = - \int_0^t i(t) dt$$

comme $U(t) = R_v \cdot i(t)$; on aura :

$$-t / (R_v \cdot C_p)$$

$$U(t) = U_m \cdot e$$

avec U_m , tension maximale atteinte lors de la charge.

Par analogie, on déduit la loi de vidange à capacité du brassard constante :

$$-t / (R_v \cdot C_p)$$

$$P(t) = P_0 \cdot e$$

(1)

avec R_v , résistance de fuite de l'ensemble brassard-tubulures-électrovannes et C_p la capacité pneumatique du brassard.

Sur les courbes expérimentales (Fig.13), il apparaît deux zones :

- une première zone où la capacité du brassard est constante ; les tissus et le brassard se déformant peu :

$$U_m \geq U_0$$

$$C_p = C_0$$

- une deuxième zone où la capacité du brassard devient variable

Ceci est dû à la déformation élastique des parois encaoutchouc ainsi qu'aux tissus du bras qui retrouvent leur état

initial :

$$U < U_0$$

$$C_p = C'(u) + C(u)$$

VI-2-2-2 Signification de la capacité C_0 et la constante de temps τ

La capacité pneumatique du brassard a pour origine physique la présence d'un volume à remplir et à vidanger. Pour $U_m \geq U_0$, cette capacité est proportionnelle au volume du brassard, c'est à dire $C_0 = k \cdot V$

Si une pompe travaillant à débit constant, change le brassard, le gonflage sera linéaire pour U2U0. De ce fait, le temps de gonflage sera proportionnel au volume du brassard :

$$Q = \frac{V}{T_g} \quad \text{avec } T_g \text{ temps de gonflage linéaire}$$

d'où l'on a $C_0 = k \cdot Q \cdot T_g$

Sachant que la constante de temps est donnée par $\tau = R_V \cdot C_0$, il vient :

$$\tau = k \cdot Q \cdot R_V \cdot T_g = C_1 e = \alpha \cdot R_V \cdot T_g$$

On déduit que pour une résistance R_V donnée :

$$-t / (\alpha \cdot R_V \cdot T_g)$$

$$P(t) = P_0 \cdot e$$

La courbe de dégonflage du brassard, de la valeur de la pression de consigne jusqu'à la pression P_0 , peut être approximée par une exponentielle. Dans ce cas, la constante de temps de vidange est proportionnelle au temps de gonflage.

A la fin de la vidange, cette courbe s'écarte de l'allure exponentielle en raison de la variation de la capacité du brassard en fonction de la pression.

VII Extraction du signal du signal physiologique. Différents modes.

De l'étude précédente, il ressort que le mode de dégonflage continu présente l'avantage d'une mesure plus souple et plus rapide que le dégonflage par paliers.

En contre partie, les techniques à mettre en oeuvre pour extraire le signal utile peuvent être plus complexes. Ces techniques se rapportant à l'observation et à l'interprétation de signaux perturbés par du bruit sont, l'une des tâches majeures du traitement de signaux.

Ces observations et interprétations sont effectuées en vue d'une prise de décision optimale et le choix selon un critère donné de la meilleure solution parmi un ensemble continu ou discret de

solutions possibles . C'est un problème de récupération ou de filtrage optimal .

On peut rattacher ces techniques à deux classes principales : les méthodes directes et les méthodes indirectes .

Dans le cas qui nous intéresse , les méthodes indirectes [33],[34] qui peuvent être envisagées s'appuient fondamentalement sur la notion d'extraction du signal noyé dans du bruit par l'utilisation de la corrélation (extraction par intercorrélation synchrone , démodulation synchrone). Par contre les méthodes directes exploitent la loi de variation du signal composite .

Les premières méthodes ont été écartées en raison de leur complexité relative .

Le problème posé revient donc essentiellement à la recherche d'un opérateur permettant d'éliminer $S_b(t)$ du signal composite $P(t)$.

Nous présenterons initialement des techniques déjà mises en oeuvre [27],[32] (s'appuyant essentiellement sur le traitement temporelle) et nous montrerons leur limitations pour finalement démontrer qu'un traitement fréquentiel constitue une méthode optimale d'extraction

VII-1 Extraction par génération de la courbe d'opposition

L'étude de loi de vidange du brassard a permis de montrer que celle-ci suit approximativement une loi exponentielle.

Pour réaliser la courbe d'opposition , il suffirait donc soit de générer une exponentielle à partir de la mesure de la constante de temps du signal réel , soit de traiter le signal composite et lui soustraire une fonction de construction plus simple .

VII-1-1 Extraction par linéarisation du signal de pression

La linéarisation consiste dans ce cas à prendre le logarithme du signal composite $P(t)$.
En effet :

$$P(t) = S_b(t) + S_p(t)$$

$$\log(P(t)) = \log(S_b(t) + S_p(t)) = \log(S_b(t) \left(1 + \frac{S_p(t)}{S_b(t)}\right))$$

$$= \log(S_b(t)) + \log\left(1 + \frac{S_p(t)}{S_b(t)}\right)$$

Sachant que $S_p(t)$ est trop faible par rapport à $S_b(t)$, on peut écrire :

$$\log\left(1 + \frac{S_p(t)}{S_b(t)}\right) \approx \frac{S_p(t)}{S_b(t)}$$

On obtient finalement :

$$\log(P(t)) \approx \log(S_b(t)) + \frac{S_p(t)}{S_b(t)} - t/\tau \quad (2)$$

Si on plus, on admet que $P(t) = P_0 e^{-t/\tau}$, l'équation (2) devient :

$$\log(P(t)) \approx \log(P_0) + \frac{S_p(t)}{S_b(t)} - t/\tau = A + B \cdot t + S(t) \quad (3)$$

avec $S(t) = \frac{S_p(t)}{S_b(t)}$

il pouvant prendre plusieurs valeurs si la courbe est linéaire par morceaux.

D'après l'équation (3), on déduit que le logarithme du signal composite donne une droite sur laquelle se superpose un faible signal $S(t)$.

La pente de la droite est mesurée pour construire une rampe d'opposition qui compense la composante $\log(P(t))$. On obtient

alors un signal $S(t)$. Pour obtenir le signal original $S_p(t)$, il est nécessaire de réaliser une correction à l'aide d'un multiplicateur tel que :

$$S_p(t) = S(t) \cdot S_b(t)$$

Le schéma de principe d'un tel montage est donné figure 15 .

Comme on peut le remarquer , deux interrupteurs I_1, I_2 sont utilisés pour réaliser une linéarisation par morceaux .

Dans le cas où cette courbe est partagée en deux régions, l'opération revient à générer deux courbes avec des pentes et des valeurs initiales différentes en fonction de la région explorée ($P_c > P > P_o$; $P_o > P$).

En pratique , à partir d'une certaine pression la courbe de vidange dévie de l'exponentielle initiale . Ce qui engendre , en sortie de la chaîne de mesure , une courbe résultante (entre la fonction réelle et d'opposition) qui croît en valeur absolue .

Cette dérive de l'erreur , due à la présence d'exponentielles multiples , perturbe les mesures et peut aller jusqu'à la saturation de la chaîne . Pour contourner cette difficulté , une correction peut être introduite . Cette dernière dont le schéma de principe est donné figure 16a , consiste cette fois-ci à commander les mesures de A_i et B_i (à l'aide des interrupteurs I_1 et I_2) chaque fois que l'écart entre $\log(P(t))$ et la courbe dépasse un seuil préfixé .

Ce montage a conduit au signal figure 16b . Les repères indiquent les instants de correction .

VII-2 Critiques

Par l'adjonction de la correction de l'erreur d'approximation , ce système conduit à l'extraction du signal physiologique . Cependant , les corrections introduites font perdre au minimum une période cardiaque à cause du temps relativement long nécessaire pour la mesure des pentes , sans perturbation des oscillations superposées .

Le nombre de corrections doit être minimisé pour ne pas perdre la

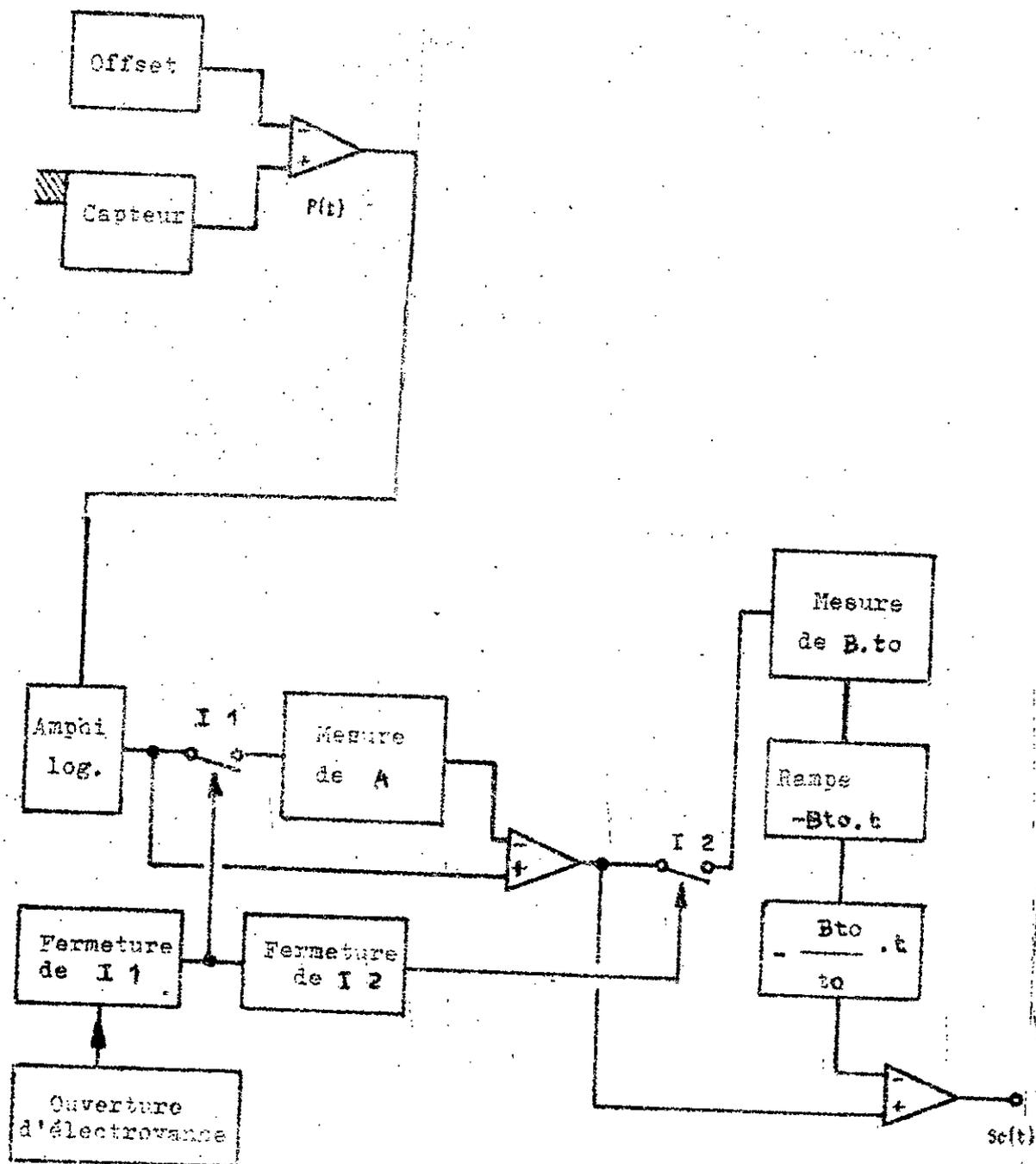


Fig.15 : Schéma de principe du montage réalisant l'opposition linéaire

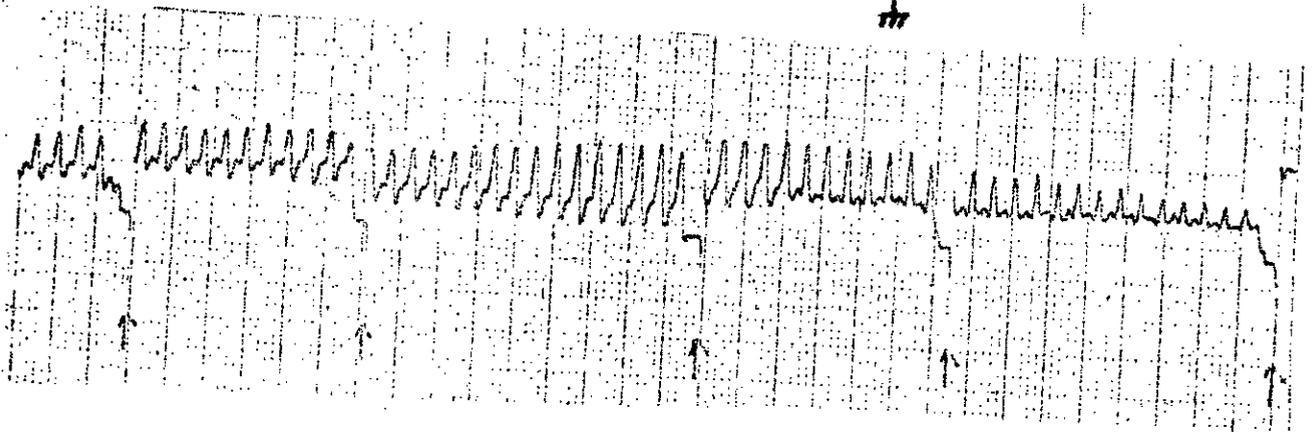
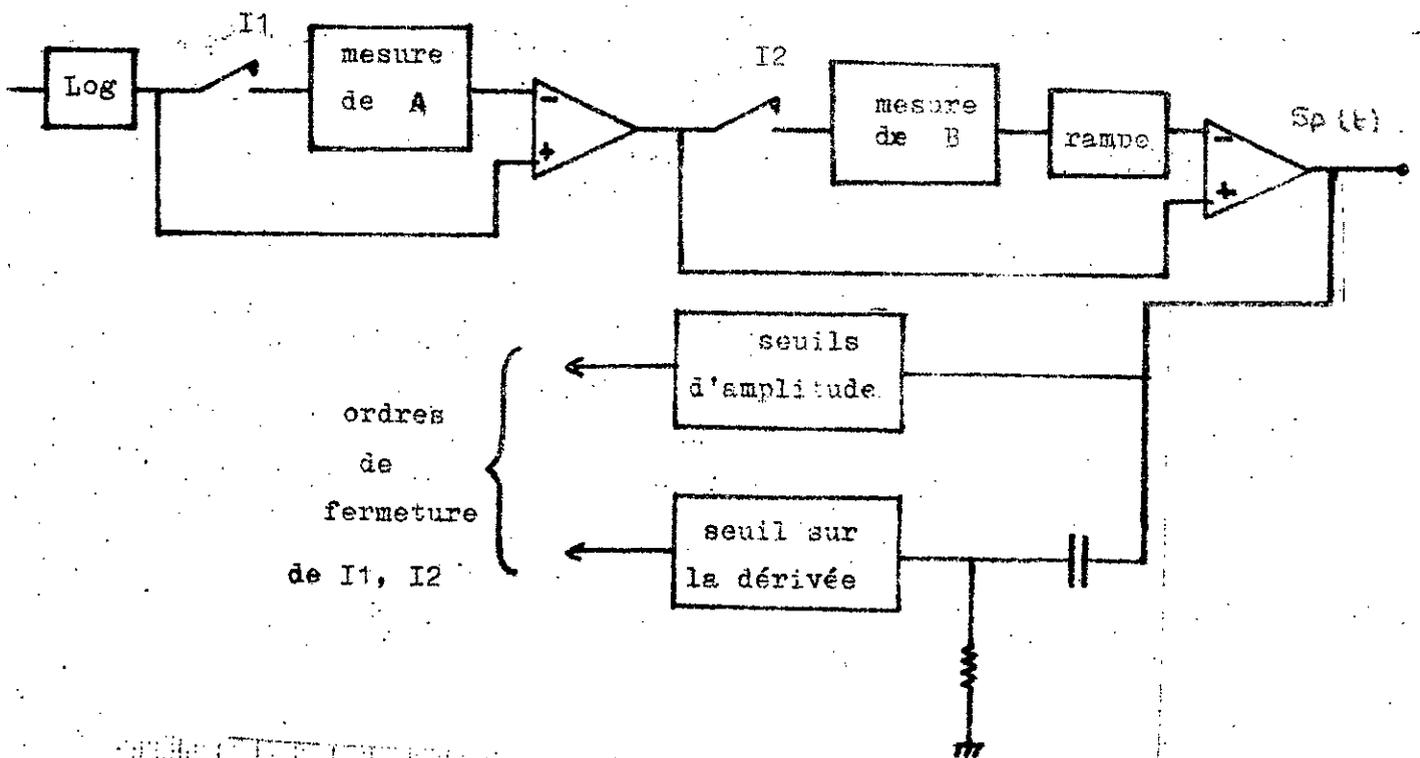


Fig.16b : Signal physiologique obtenu avec un montage d'opposition linéaire avec corrections. Les repères indiquent les instants de correction .

précision de mesure et rester suffisamment important pour garder un niveau continu pour éviter des saturations . Il y a là un compromis difficile à atteindre pour trouver un signal exploitable . De plus , chaque correction introduit un transitoire sur le signal qu'il faut masquer pour ne pas fausser la suite du traitement .

Tout ceci conduit à présenter une méthode se basant toujours sur la génération de la fonction d'opposition par la mesure de la constante de temps déduite cette fois-ci, par la mesure du temps de gonflage.

VII-2-1 Extraction par mesure du temps de gonflage.

Il a été montré que la capacité du brassard et donc, la constante de temps du circuit pneumatique, est proportionnelle au temps de gonflage T_g .

Pour générer la fonction d'opposition, il est alors possible d'utiliser le temps de gonflage T_g qui intervient par un facteur T_g^{-1} dont l'argument de l'exponentielle.

Le schéma de principe du circuit réalisant cette fonction est donné figure 17.

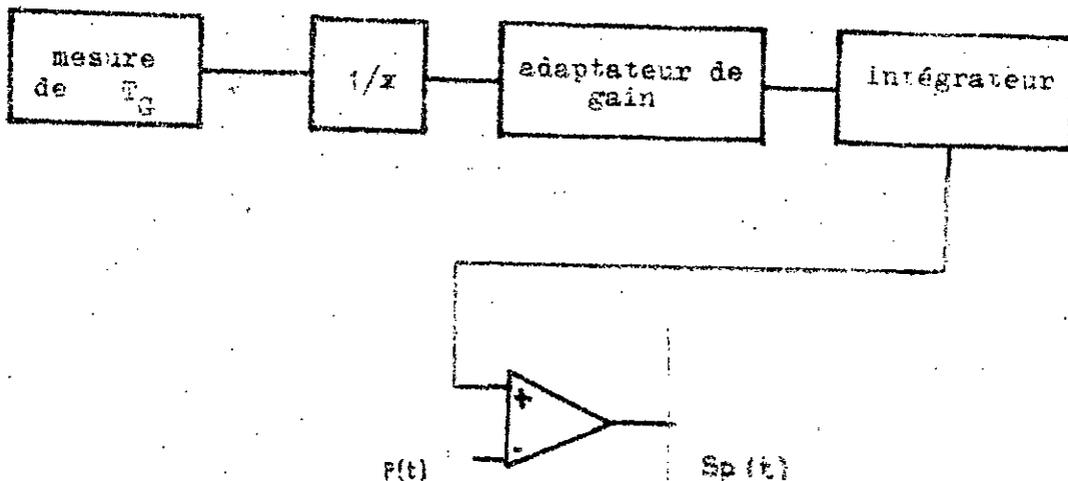


Fig.17 : Schéma de principe du montage réalisant l'extraction du signal physiologique par mesure du temps de gonflage.

VII-2-2 Mesure du temps de gonflage

On y mesure ce temps, dans la partie linéaire de la courbe de gonflage, entre deux pressions données. La première pression est choisie tout au début de la portion linéaire et la seconde, est telle qu'elle soit inférieure à la pression de consigne. Pour réaliser cette mesure, la valeur de la pression dans le brassard, au gonflage, est comparée à deux seuils fixés correspondant à deux pressions choisies. Lorsque la pression dépasse le seuil bas, un intégrateur est mis en circuit et génère une rampe. Dès que le seuil est atteint, l'intégration est arrêtée et l'amplitude de la rampe est mémorisée. Cette amplitude est alors proportionnelle à T_g .

VII-2-3 Compensation de la courbe exponentielle

La compensation de la composante $S_b(t)$ s'effectue cette fois-ci directement sur le signal composite $F(t)$. Le montage réalisant cette fonction est donné figure 18.

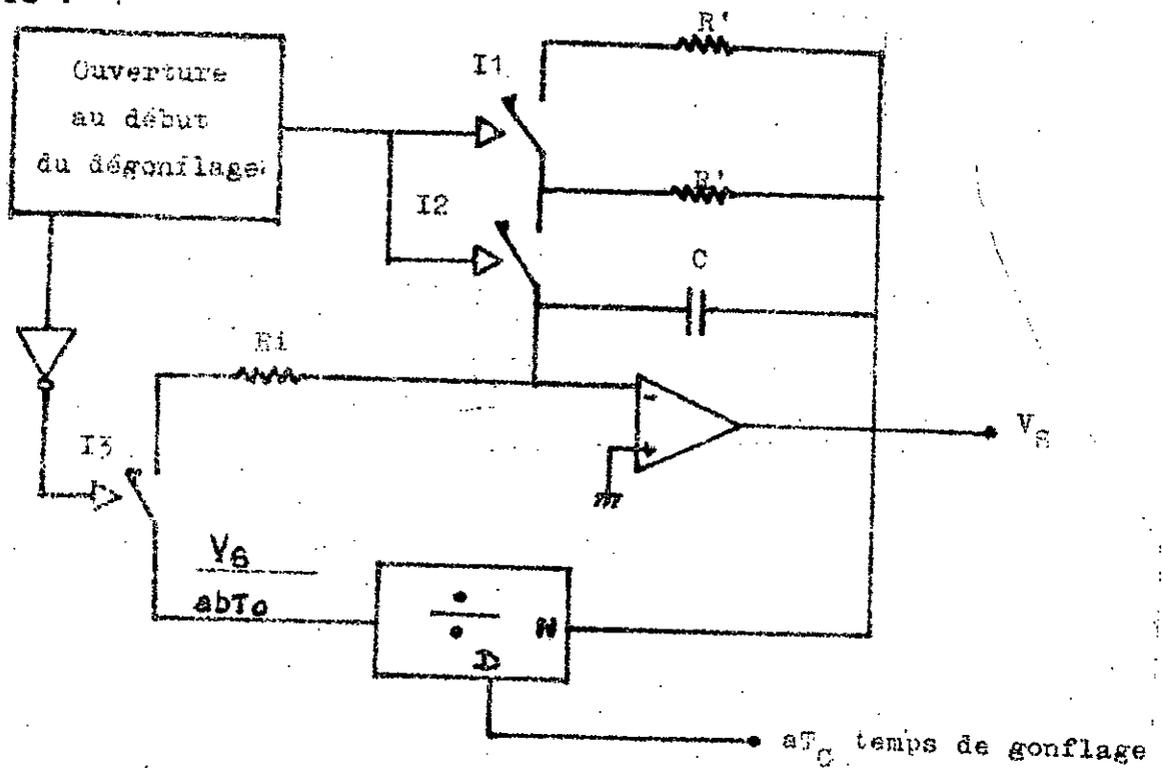


Fig.18 : Montage de compensation de la courbe exponentielle

Pour réaliser cette compensation, deux phases sont nécessaires :

- une phase d'initialisation où la valeur du signal de sortie doit être fixée à une valeur de départ $V_s(0)$.
- une autre phase durant laquelle l'exponentielle est générée à partir de $V_s(0)$.

VII-3-1 Phase d'initialisation

Elle consiste à charger la capacité C à une valeur initiale correspondant à la pression de consigne. Ceci correspond à I1, I2 fermés :

$$V_s(p) = \frac{P'c}{1+R' \cdot C \cdot p} \quad \text{avec } P'c=V_s(0)$$

VII-2-4 Phase de génération de l'exponentielle

Cette phase correspond à I3 fermé. Ceci donne, avec $V_e=V_s/(a \cdot b \cdot T_g)$:

$$V_s = - \frac{1}{R1 \cdot C} \int V_e dt = - \frac{1}{a \cdot b \cdot T_g} \int V_s dt$$

soit l'équation différentielle :

$$\frac{dV_s}{dt} + \frac{1}{R1 \cdot C \cdot a \cdot b \cdot T_g} V_s = 0$$

de solution :

$$V_s(t) = V_s(0) e^{-t/(a \cdot b \cdot T_g \cdot R1 \cdot C)}$$

La sortie de ce montage est donc une exponentielle dont on peut adapter la constante de temps et la valeur initiale de la fonction d'opposition en fonction de la courbe de vidange.

VII-2-4 Adaptation courbes de vidange-opposition

La courbe de vidange est partagée en deux zones avec des résistances de fuites $Rv1$ et $Rv2$ matérialisées par deux électrovannes.

Quand une électrovanne est ouverte :

$$P(t) = P_1 e^{-t/(\alpha \cdot Rv1 \cdot Tq)}$$

Le signal d'opposition est alors :

$$Vs(t) = Vs(0) e^{-t/(a \cdot b \cdot Tq \cdot R1 \cdot C)} \quad (4)$$

De même, dans la deuxième région correspondant aux deux électrovannes ouvertes :

$$P(t) = P_1 e^{-t/(\frac{R1 \cdot R2}{R1+R2} \cdot C \cdot a \cdot b \cdot Tq)} \quad (5)$$

L'adaptation des deux courbes revient à évaluer des valeurs initiales et les constantes de temps dans les deux cas (4) et (5).

VII-2-5 Critiques

Un intérêt de cette méthode et relativement à la méthode de linéarisation, réside dans le fait qu'on obtient directement les oscillations $Sp(t)$; le multiplicateur et l'amplificateur logarithmique sont alors éliminés du montage. Par contre, en plus des erreurs d'approximations, la mesure du temps de gonflage passe par la nécessité de réalisation d'une charge continue du brassard à débit constant. Ce qui induit nécessairement l'introduction d'une micropompe dans le système. Pour rendre le système indépendant de la micropompe et diminuer sa sensibilité aux erreurs d'approximation, on a été amené à la recherche d'un opérateur permettant, après traitement du signal composite, l'obtention du signal utile. C'est ainsi qu'on a

considéré le signal $S_b(t)$ comme bruit . Suivant ses caractéristiques et comparativement à $S_p(t)$: il est à dire suivant le rapport signal sur bruit , une technique (directe, ou indirecte) pourra s'en dégager . Ce qui a conduit à l'analyse spectrale des deux signaux considérés .

VIII-Analyse spectrale du signal composite

VIII-1 Densité spectrale du signal $S_b(t)$

L'étude de la loi de vidange a montré que le signal obtenu pourrait être approximé à une exponentielle de constante de temps τ :

$$e^{-t/\tau}$$

$$S_b(t) = P_0 \cdot e^{-t/\tau}$$

avec $3 \leq P_0 \leq 15V$

$$10 \leq \tau \leq 30s$$

La transformée de Fourier est calculée en considérant que cette fonction est constante et égale à P_0 pour $t < 0$ (Fig.19) .

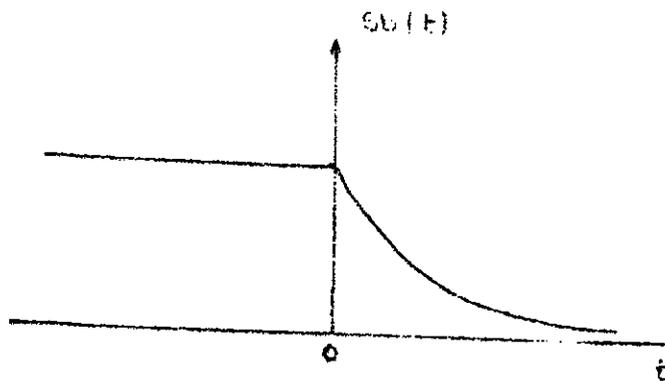


Fig.19 : Signal $S_b(t)$ non causal

$$F_b(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_b(t) e^{-j\omega t} dt$$

Pour calculer cette intégrale, on décompose $S_b(t)$ en une somme de trois fonctions dont on peut connaître les transformées, soit :

$$S_b(t) = P_c - P_c \cdot \int_{-\infty}^t e^{-L/\tau} dt + \int_{-\infty}^t P_c e^{-L/\tau} dt$$

où $\int_{-\infty}^t$ est la fonction échelon.

En raison de la propriété de linéarité de la transformée de Fourier, on peut écrire :

$$F_b(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_c e^{-j\omega t} dt - P_c \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^t e^{-j\omega t} e^{-L/\tau} dt + P_c \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^t e^{-j\omega t} e^{-L/\tau} dt$$

$$F_b(f) = F_{b1}(f) + F_{b2}(f) + F_{b3}(f)$$

Le calcul donne :

$$F_{b1}(f) = P_c \cdot \delta(f) \quad (\delta(f) : \text{impulsion de Dirac})$$

$$F_{b2}(f) = -\frac{P_c}{2} \delta(f) - \frac{P_c}{j\omega}$$

$$F_{b3}(f) = \frac{P_c}{1+j\omega}$$

Si on note par $S_b(f)$ la densité spectrale de $S_b(t)$, elle sera donnée par :

$$S_b(f) = |F_b(f)|^2 = \left(\frac{P_c}{2} \delta(f) + \left[-\frac{P_c}{j\omega} + \frac{P_c}{1+j\omega} \right] \right)^2 + \dots$$

avec $F_b(f) = \frac{P_c}{2} \delta(f) - \frac{P_c}{j\omega(1+j\omega)}$

VIII-2 Densité spectrale du signal $Sp(t)$

Le signal $Sp(t)$ ne peut être traité directement en raison de sa forme trop complexe . Il sera approché par une fonction mathématique simple , un cosinus de même fréquence fondamentale . Comme $Sp(t)$ n'apparaît que durant un temps limité , il va être considéré comme le produit d'une fonction rectangulaire de largeur $2T_s$ ($2T_s$ est la durée du signal) et de la fonction cosinus .

$$Sp(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \text{Rect} \cdot \tau_s(t)$$

avec $T_s = 20s$ si on considère un temps de déconflage de $40s$

$$0.5\text{Hz} \leq f_0 \leq 4\text{Hz}$$

$$A = 50 \text{ mV}$$

Si on pose :

$$f_1(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

$$f_2(t) = \text{Rect}(t) \tau_s(t)$$

on a :

$$Sp(t) = f_1(t) \cdot f_2(t)$$

La transformée de Fourier de $Sp(t)$ est donc la transformée du produit de deux fonctions . Elle est égale au produit de convolution des transformées de Fourier de $f_1(t)$ et $f_2(t)$.

$$Fp(p) = Fr_1(f) * Fr_2(f)$$

Le calcul donne :

$$Fr_1(f) = \frac{A}{2} (\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0))$$

$$Fr_2(f) = 2T_s \frac{\sin(2\pi \cdot f \cdot T_s)}{2\pi \cdot f \cdot T_s}$$

on déduit :

$$F_p(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{\sin(2\pi \cdot f \cdot T_s)}{2\pi \cdot f \cdot T_s} \cdot [\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0)]$$

Or le produit de convolution est distributif et admet comme élément neutre la fonction de Dirac. Cette dernière a pour propriété :

$$f(t-0) = f(t) * \delta(t-0)$$

Compte tenu de ces propriétés, on déduit :

$$F_p(f) = A \cdot T_s \cdot \left[\frac{\sin(2\pi \cdot (f+f_0) \cdot T_s)}{2\pi \cdot (f+f_0) \cdot T_s} + \frac{\sin(2\pi \cdot (f-f_0) \cdot T_s)}{2\pi \cdot (f-f_0) \cdot T_s} \right]$$

Si on note par $\mathfrak{F}_p(f)$ la densité spectrale de $S_p(t)$, on aura :

$$\mathfrak{F}_b(f) = A^2 \cdot T_s^2 \cdot \left[\frac{\sin(2\pi \cdot (f+f_0) \cdot T_s)}{2\pi \cdot (f+f_0) \cdot T_s} + \frac{\sin(2\pi \cdot (f-f_0) \cdot T_s)}{2\pi \cdot (f-f_0) \cdot T_s} \right]^2$$

VIII-3 Tracé et interprétation des courbes des densités spectrales de $S_p(t)$ et $S_b(t)$

VIII-3-1 Allure de $\mathfrak{F}_b(f)$

Dans le domaine spectral qui nous intéresse ($0,5 \leq f \leq 4$ Hz), la densité spectrale $\mathfrak{F}_b(f)$ peut s'écrire sachant que $\delta(f) = 0$ pour $f > 0$:

$$\mathfrak{F}_b(f) = \left(\frac{1 + P_c}{1 + \omega^2 \cdot T^2} \right)^2 + \frac{P_c^2}{\omega^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot T^2)^2} + \frac{P_c^2}{1 + \omega^2 \cdot T^2}$$

La pression de consigne P_c varie peu et n'est donc pas un paramètre important. Elle sera prise à une valeur intermédiaire $P_c=4V$. Par contre, τ , constante de temps de vidange constitue un paramètre qui peut influer sur l'allure de la courbe de la densité spectrale. De ce fait, elle sera tracée pour deux valeurs extrême de τ ($\tau=10s$ et $\tau=30s$) (figure 20a).

On remarque d'après l'équation de $|b(f)|$ que lorsque $\omega^2 \tau^2$ devient très supérieur à 1, la courbe tend vers une courbe limite inversement proportionnelle à $\omega^2 \tau^2$:

$$\omega^2 \tau^2 \gg 1 \implies |b(f)| = \frac{P_c^2}{\omega^2 \tau^2}$$

Pour les valeurs de τ considérées dans notre cas, cette inégalité est vérifiée pour les fréquences supérieures à 0.2 Hz.

VIII-3-2 Allure de $|b(f)|$

$$|b(f)| = A^2 \cdot Ts^2 \cdot \left[\frac{\sin(2\pi \cdot (f+f_0) \cdot Ts)}{2\pi \cdot (f+f_0) \cdot Ts} + \frac{\sin(2\pi \cdot (f-f_0) \cdot Ts)}{2\pi \cdot (f-f_0) \cdot Ts} \right]$$

Les courbes de $|b(f)|$ sont tracées pour deux valeurs extrêmes de f_0 . Le maximum est atteint pour cette fréquence et est indépendant de cette dernière ; il vaut $A^2 Ts^2$ (figure 20b).

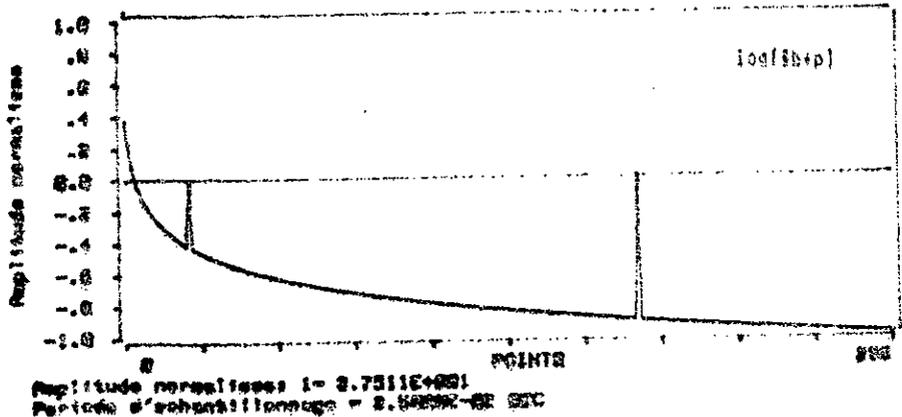
Pour les valeurs de A et τ considérées, ce maximum atteint la valeur de $1.2E-3 V^2 Hz^2$.

VIII-3-3 Interprétation

D'après la forme des densités spectrales, on constate que celle du signal $S_p(t)$ est plus élevée que celle de $S_b(t)$ pour les fréquences supérieures à 0.5 Hz.

En effet, pour le cas le plus défavorable ($\tau=10 s$) ; on a :

$\hat{\Phi}_p(.5)$
 pour $f=0.5$ Hz ----- = 9.94 db
 $\hat{\Phi}_b(.5)$
 $\hat{\Phi}_p(4)$
 pour $f=4$ Hz ----- = 28 db
 $\hat{\Phi}_b(4)$



$\hat{\Phi}_b$: densité spectrale du signal $\hat{P}(t) = S_b(t) + S_p(t)$

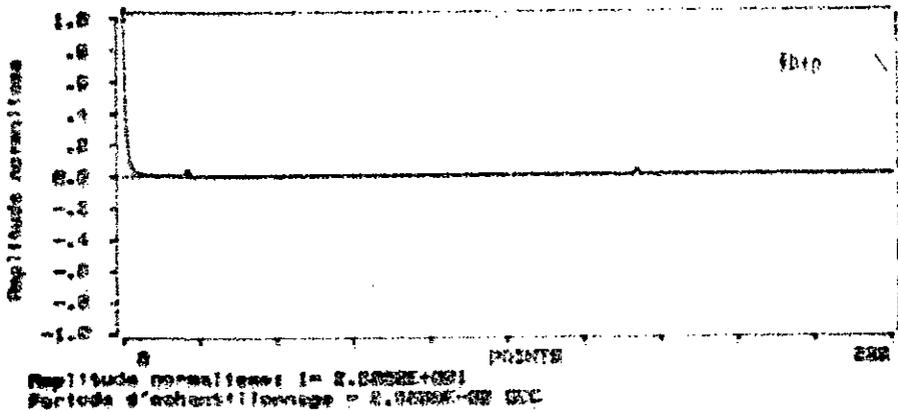


Fig.20 : Densités spectrales $\hat{\Phi}_b(f)$ et $\hat{\Phi}_p(f)$

Au vu de ces résultats , on peut conclure que théoriquement , le rapport signal sur bruit est élevé dans la bande de fréquence utile ; ce qui signifie que par simple filtrage , on arrivera facilement à extraire le signal physiologique .

En pratique , le signal $Sp(t)$ n'est pas limité à une seule fréquence comme le modèle utilisé , la figure 8 montre qu'il a une forme plus complexe . D'autre part , son amplitude n'est pas constante et varie suivant les individus , la capacité du brassard et la valeur de la contre pression exercée . En parallèle , une approximation a été faite sur les deux signaux $Sp(t)$ et $Sb(t)$. Compte tenu de ces remarques et pour vérifier le rapport signal sur bruit calculé pour les deux fréquences extrêmes , nous avons été amené à faire une analyse spectrale expérimentale du signal composite $P(t)$.

VIII-3-4 Analyse spectrale expérimentale

Cette analyse a été faite sur un microordinateur (HP 9836) après acquisition du signal composite à l'aide d'un oscilloscope à mémoire via une liaison parallèle GPIB . Un programme de transformée de Fourier rapide réalise le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel (méthode du périodogramme [35]) .

Pour la première analyse , la fréquence d'échantillonnage a été choisie en fonction de la base de temps de l'oscilloscope .

Cette fréquence , sur le calibre 2s correspondant à une durée d'observation de 20s , a pour valeur 12.8 Hz .

Au premier abord , celle ci est largement acceptable étant donné la plage de fréquence à explorer . Elle vérifie aisément le théorème de Nyquist et offre une résolution suffisante (≈ 0.1 Hz).

L'approche expérimentale a consisté à prendre deux signaux :

- 1'un sur un cylindre rigide donnant ainsi le signal de dégonflage sans superposition du signal utile .
- 1'autre sur un sujet dont la fréquence cardiaque est connue .

La comparaison de leurs spectres respectifs montrera qualitativement si le signal utile est noyé ou non dans du "bruit".

Le figure 21 , qui correspond au premier essai effectué , montre a priori que le rapport signal sur bruit calculé ne correspond nullement à la valeur expérimentale .

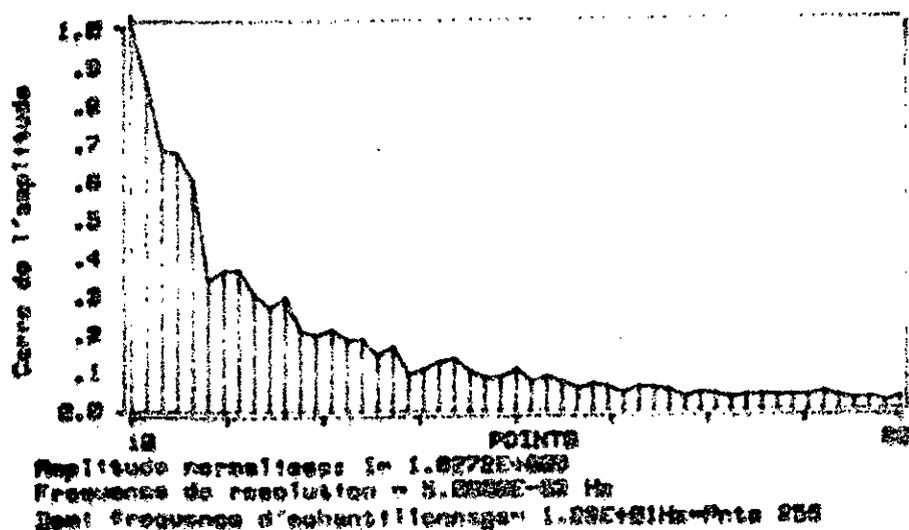


Fig.21 : relevé de la densité spectrale; pondération par une fenêtre naturelle.

En fait , la densité mesurée n'est en réalité qu'une estimation de la valeur réelle . Ce qui signifie que cette mesure peut être entachée d'une erreur plus ou moins importante suivant l'approche expérimentale utilisée .

VIII-3-4-1 Erreurs d'estimation des densités spectrales

Les principales causes d'erreurs , lors de l'estimation de la densité spectrale d'un signal sont la durée finie d'observation T , la largeur de bande équivalente B_{eq} du filtre d'analyse et la résolution spectrale [33]..[34].

La résolution des analyseurs utilisant la méthode du périodogramme dépend de la durée d'observation T nécessairement finie du signal. Cette durée est égale au produit du nombre N d'échantillons $P(k)$

et du pas d'échantillonnage T_e ($T = N \cdot T_e$).

Ces échantillons $P(k)$ sont en fait ceux d'un signal $P_u(t)$ de durée limitée définie par le produit :

$$P_u(t) = P(t) \cdot U(t)$$

où $P(t)$ est le signal à analyser et $U(t)$ une fonction de pondération appropriée sans dimensions, nulle en dehors de l'intervalle d'observation T .

Les densités spectrales de $P(t)$, $P_u(t)$ et $U(t)$ sont liées par la convolution [35] :

$$\mathfrak{F}u(f) = \mathfrak{F}p(f) * \mathfrak{F}u(f)$$

Cette expression peut être interprétée comme l'équivalent du module carré de la réponse fréquentielle d'un filtre. Sa largeur de bande équivalente (associée à la fonction de pondération -- ou fenêtre temporelle) est donnée par [34] :

$$B_{eq} = \frac{1}{\mathfrak{F}u_{max}} \int_0^T \mathfrak{F}u(f) df$$

Un estimateur correct doit correspondre à B_{eq} tendant vers zéro. Dans le cas d'une fenêtre naturelle, $B_{eq} = T^{-1}$. Ceci induit nécessairement un temps d'observation infini pour avoir un estimateur sans biais.

Si cette durée est limitée et toujours dans le cas d'une fenêtre naturelle, le contenu du signal à analyser peut provenir, non pas du signal en cause, mais de l'effet du filtrage temporel ; c'est à dire des discontinuités dues à cette fenêtre. Ceci peut être mis en évidence par la transformée de Fourier de cette dernière qui montre des lobes latéraux relativement importants pouvant masquer des raies de faibles puissances (figure 22).

Pour remédier à cet inconvénient , il peut être envisagé d'autres fenêtres de pondération à variations plus graduelles (Hamming , Bartlett , Parzen , ...) .

D'une manière plus générale , la diminution de l'importance des lobes latéraux amène en contre partie une augmentation de la largeur de bande équivalente et par conséquent , une diminution de la résolution .

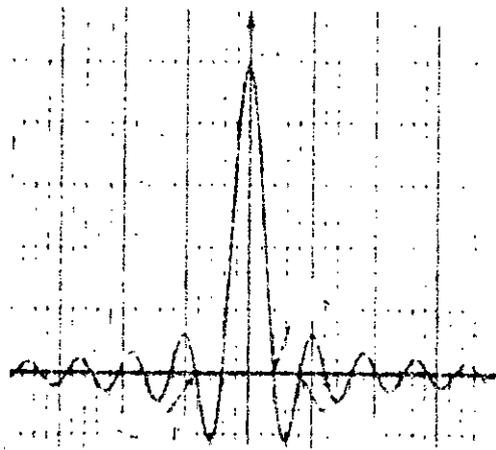


Fig.22 : spectre de la fenêtre naturelle .

De ce qui précède , on peut conclure que pour réaliser un estimateur correct , il est nécessaire de tenir compte de trois données principales : la bande du filtre d'analyse , la résolution spectrale et le type de fenêtre de pondération .

L'analyse est d'autant plus fine que la bande du filtre est réduite et la résolution spectrale élevée . La fenêtre de pondération quant à elle peut engendrer une déformation du spectre due à ses lobes secondaires . Ceci peut être contourné par le choix d'une fenêtre plus appropriée à décroissance plus graduelle . Un élargissement de la bande du filtre est alors induit .

VIII-3-4-2 Nouvelle estimation de la densité spectrale du signal composite

Pour améliorer l'estimation de la densité de puissance du signal composite et compte tenu de l'analyse précédente, nous avons pris en considération la durée d'observation ainsi que le type de fonction de pondération. Dans cette nouvelle estimation, nous avons fixé des fréquences d'échantillonnages de manière à ce que la fréquence de battement du sujet s'identifie avec les fréquences harmoniques discrètes contenues dans le spectre considéré (pour 70 bat/par on note une fréquence de 1.2 Hz). Quant à la résolution spectrale et à la durée d'observation, elles ont été limitées respectivement à 512 pts et 50 s par la chaîne d'acquisition.

Dans un premier cas, l'analyse portait sur la réduction de la bande du filtre par l'augmentation de la durée d'observation T . Ainsi trois valeurs différentes de T (10, 20 et 30s), la forme des spectres obtenus a été conservée (figure 23). Aucune raie au voisinage de la fréquence fondamentale du signal physiologique n'a été mise suffisamment en relief de manière à permettre une interprétation correcte.

Un moyen pour réduire β_{eq} , en augmentant artificiellement la durée d'observation, consiste à extrapoler $P(t)$ à partir des 512 échantillons acquis. Ceci n'a été possible dans notre cas que lorsque $P(t)$ est voisin de zéro. L'extrapolation revient alors à ajouter des échantillons nuls au signal primaire.

L'essai a conduit à la figure 24. On peut y voir qu'au voisinage de la fréquence $f=1.2$ Hz se détache un pic. Cependant, le rapport de son amplitude à celle des raies voisines demeure faible. Cette mauvaise estimation semble donc être liée à la durée d'observation limitée par les moyens d'analyse.

Comme en plus, il a été utilisé implicitement une fenêtre naturelle, cette limitation peut être cause d'oscillations importantes de la fonction de transfert du filtre d'analyse; d'où une déformation du spectre.

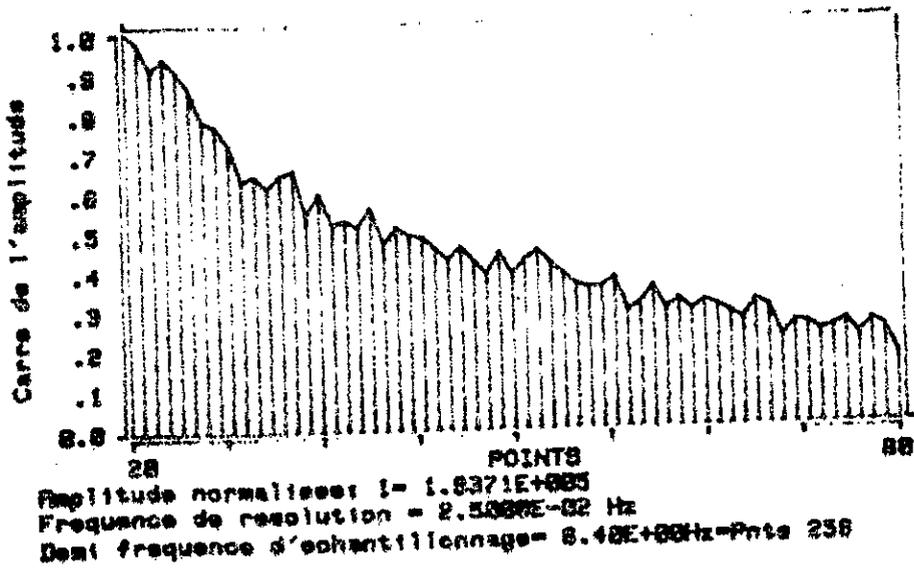


Fig.23 : densité spectrale pour T=40s

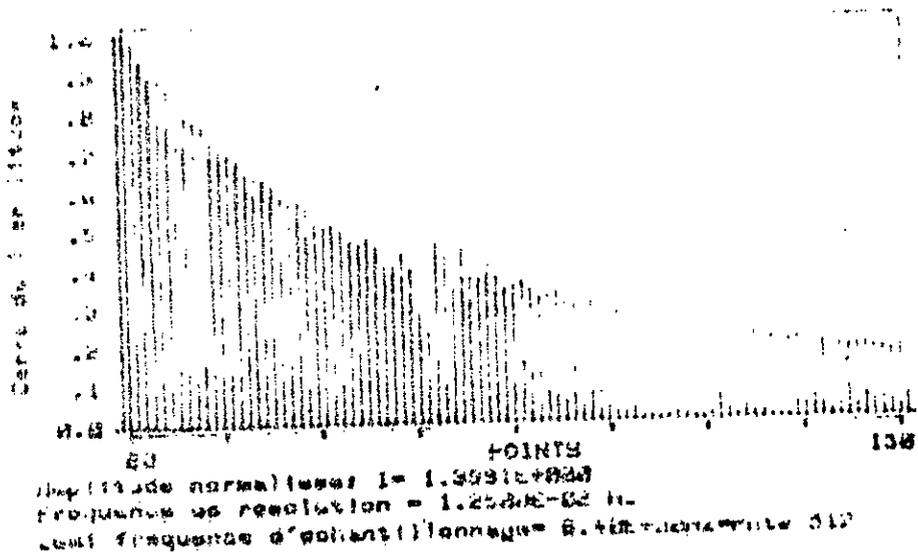


Fig.24 : densité spectrale estimée par extrapolation

Pour diminuer cette déformation et au prix d'une perte de résolution, nous avons pondéré notre signal par une fenêtre de Hamming. Le choix de cette fenêtre a été imposé par un rapport d'amplitude 0 des lobes principal et secondaire le plus faible possible ($B_{eq} = 1.61 \times 10^{-3}$ et $Q = 62.108 \times 10^3$).

La densité du signal résultant est donnée figure 25. Cette dernière montre d'une manière nette un pic à la fréquence 1.2 Hz avec un rapport d'amplitude de l'ordre de 10 db pour une durée d'observation de 20 s.

Un résultat comparable a été obtenu avec la fenêtre de Bartlett. Cependant l'estimation a été plus faible (figure 26).

Cette analyse a été reproduite pour d'autres sujets ($f=1.75$ Hz) (figure 27) et la conclusion reste conservée : les deux signaux $S_p(t)$ et $S_b(t)$ sont nettement différenciables sur le spectre du signal composite $F(t)$.

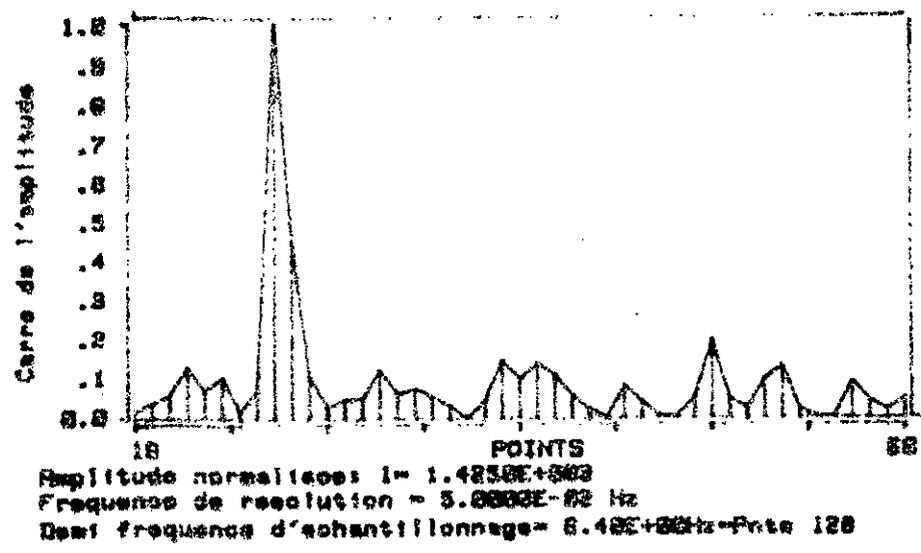


Fig. 25 : densité spectrale obtenue par pondération du signal composite à l'aide de la fenêtre de Hamming.

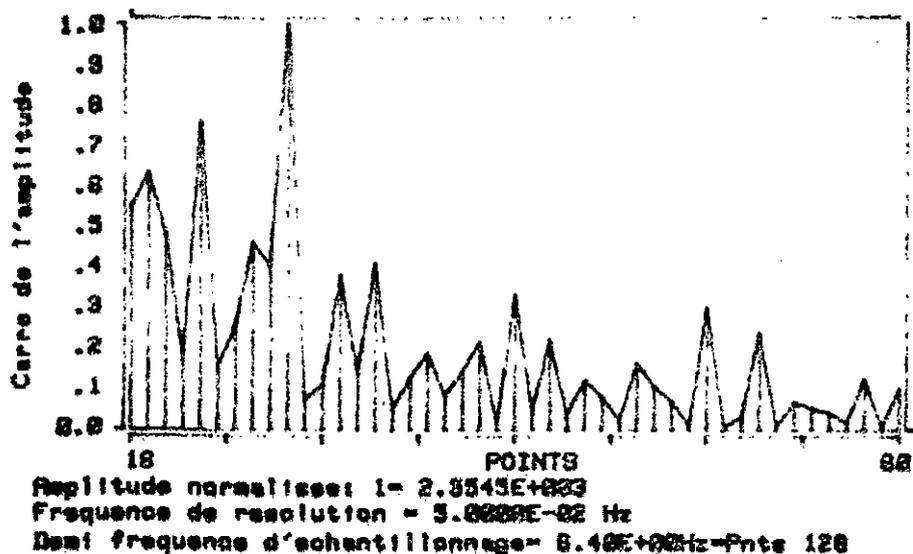


Fig.26 : densité spectrale du signal composite pondéré par une fenêtre de Bartlett.

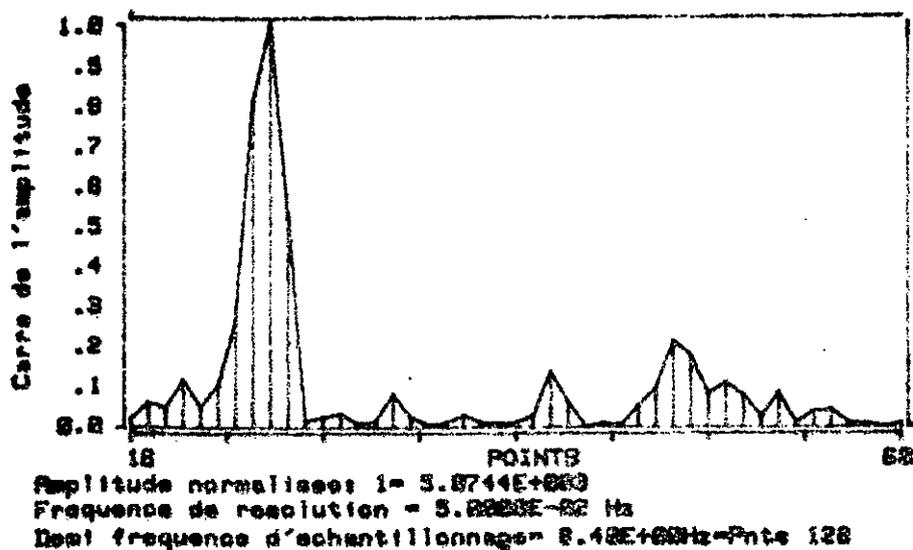


Fig.27 : autre estimation à l'aide de la fenêtre de Hamming; fréquence de battement égale à 75 battements/min.

On peut donc affirmer et en complément à l'analyse spectrale théorique, que pour séparer les deux signaux $S_p(t)$ et $S_b(t)$, il suffit de choisir un filtre de structure adéquate.

L'avantage paraît ainsi important : souplesse d'utilisation évidente sans erreurs majeurs d'approximation comparé aux techniques présentées antérieurement.

IX-Conclusion

L'étude présentée dans ce chapitre a permis de dégager une technique de mesure s'accordant avec des critères que nous nous sommes fixés .

Ainsi la technique se basant sur l'impédance pléthysmographique , même si elle offre un critère net dans la détermination de la pression diastolique , a été écartée en raison de la nécessité d'utilisation de capteurs se situant sur le brassard .

L'extraction du signal à traiter dépendait du mode de dégonflage . C'est ainsi qu'on a montré que le dégonflage par paliers , quoi que conduisant à des opérateurs simples d'extraction , induit des transitoires pneumatiques et physiologiques dont l'élimination ne peut se faire que par l'augmentation de la durée de mesure . L'inconfort paraît alors évident .

Par ailleurs , les modes d'extraction étudiés (opposition avec mesure de la constante de temps , linéarisation et mesure du temps de gonflage) ont montré des limites dont la principale est l'erreur d'approximation .

L'étude spectrale nous a conduit à démontrer que l'opérateur optimal d'extraction est sans conteste le filtrage : simplicité des circuits et confort de la mesure sans déformation du signal par erreurs d'approximation .

Les développements précédents nous ont permis de décrire les phases préliminaires de conception du système.

A partir de l'analyse du signal composite issu d'un dégonflage continu, nous avons pu démontrer que le filtrage fréquentiel est la solution optimale pour l'extraction du signal physiologique.

Il reste alors à élaborer l'ensemble des parties constituant ce système dans le but de recueillir et de traiter ce signal composite pour accéder aux différentes pressions caractéristiques de la tension artérielle.

Ces parties, comme le montre la synoptique figure 10, assurent essentiellement :

- l'acquisition et le prétraitement,
- le traitement et la détermination des pressions caractéristiques,
- le contrôle et la communication.

Pour des raisons de fiabilité et de flexibilité, nous avons opté pour une approche hybride facilitée par l'introduction d'un microprocesseur.

I- REALISATION MATERIELLE DU SYSTEME

Le module de traitement , matérialisé par un système minimale à base d'un microprocesseur 8 bits , nécessite pour la détermination des pressions caractéristiques , des informations codées relatives aux signaux à traiter . Ce qui mène au préalable à la mise en forme du signal composite , à la séparation et à l'adaptation des signaux résultants à la dynamique du convertisseur à utiliser.

I-1 Etage d'offset

La caractéristique de transfert $P(fv)$ du transducteur de pression utilisé fait ressortir une tension d'offset importante (7.1V) . Cette dernière , si elle n'est pas supprimée , risque de limiter l'étendue de pression à explorer par la saturation qu'elle peut induire sur les étages suivants. D'où il a été introduit un ajustement du zéro pour palier cette limitation .

I-2 Extraction du signal physiologique

L'étude des densités de puissance des signaux à séparer a montré que le signal physiologique est facilement différentiable aux fréquences utiles (0.8Hz - 3Hz soit 48 - 180 battements/minute) . L'extraction de ce signal revient donc à choisir une structure de filtre adéquate pour matérialiser l'opérateur de filtrage fréquentiel .

I-2-1 Gabarit du filtre

Le gabarit du filtre à synthétiser tient compte des considérations spectrales des signaux à séparer . Pour le signal utile , la fréquence la plus basse qu'on peut admettre correspond à une bradycardie de 48 battements par minute ; soit une fréquence de 0.8 Hz [37],[38] .

Par ailleurs , aux fréquences basses et à partir de 0.3 Hz , on a montré que les harmoniques du signal de démontage existent et que l'amplitude de leur densité spectrale varie en $1/\omega^2$.

Dans le cas le plus défavorable , ces amplitudes valent *15mV à 0.5Hz et *10mV à 0.7Hz .

Ces considérations nous ont amené à choisir un gabarit de filtre dont l'atténuation , en bande passante , n'excède pas 0.2 db et en bande coupée, est supérieure ou égale à 40 db avec un rapport de sélectivité égal à 0.7 (Fig.28) .

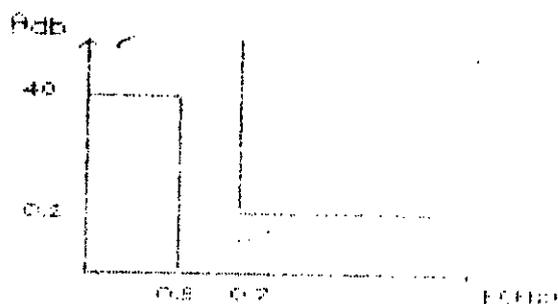


Fig.28 : Gabarit du filtre d'extraction

I-2-2 Fonction de transfert associé au gabarit

L'approximation des caractéristiques du filtre idéale au moyen d'une transmittance la plus économique , c'est à dire , celle de degré le plus faible , montre qu'en matière de réalisation , il convient de fixer un compromis entre les différentes performances du filtre .

Suivant que l'on désire une réponse en fréquence plate , raide à la cassure , à déphasage linéaire ...etc , il existe des fonctions caractéristiques plus ou moins bien adaptées à la solution recherchée .

Avec l'utilisation d'une méthode d'approximation la plus adéquate, suivie d'une synthèse appropriée, la conception du filtre aboutit à une solution optimale.

C'est ainsi que pour trouver la fonction de transfert qui pourrait s'inscrire dans le gabarit que nous nous sommes fixés, nous avons tiré profit de fonctions caractéristiques connues (annexe) [36].

I-2-3 Choix de la fonction de transfert

De l'étude présentée à l'annexe, on note :

- que la fonction de Bessel est intéressante pour sa réponse indicielle (linéarité de phase),
- que les fonctions de Butterworth et Legendre ont de très faibles variations de leurs atténuations dans la bande passante,
- que les filtres de Chebyshev ont dans la première octave une atténuation importante.

En plus de ces considérations et du gabarit du filtre que nous nous sommes fixés, nous avons tenu compte, pour le choix de la fonction de transfert de deux paramètres :

- le retard de groupe introduit,
- la complexité de synthèse liée à l'ordre du filtre, donc à l'atténuation apportée en bande coupée.

Sur les courbes présentées pour chaque type de filtre, on remarque que le retard maximal qui pourrait être introduit vaut $5 \cdot \omega_c$ et décroît avec l'ordre du filtre. La constante de ce retard dépend du type de fonction de transfert.

Sachant que dans le cas le plus défavorable, on a une loi de variation $P(t) = 5 \exp(-t/20)$ et un temps de propagation égal à la demi période du signal de fréquence la plus basse, on déduit une erreur absolue ($\delta P \approx 0.66t$), sur les pressions caractéristiques, égale à 0.75 mmHg. Ce qui correspond à une erreur relative maxi-

male pour la gamme de mesure courante (200 - 50 mmHg), de 1.5 % .

Eu égard aux caractéristiques des filtres présentées , on peut conclure que si l'on veut prendre cette valeur comme limite supérieure de l'erreur relative , on est amené à choisir un filtre dont la fonction de transfert est d'ordre inférieur à 4 . Celui ci correspond en effet à un retard variant entre 0.75 et 1.5 s pour une fréquence de coupure de 0.6 Hz . De plus , la réponse en phase est linéaire .

Par ailleurs , pour les filtres dont la fonction de transfert est d'ordre supérieur à 2 , les structures deviennent complexes ; la détermination des coefficients est délicate ; la sensibilité du filtre à leur variation étant importante . Un compromis reste donc à trouver entre l'ordre , le type de filtre et l'atténuation minimale permise en bande coupée .

Il a été vu précédemment que l'amplitude des raies du spectre du signal de dégonflage dans le cas le plus défavorable , est inférieure à 20mV à 0.5Hz et à 10mV à 0.8Hz . Comme l'ordre de grandeur de l'harmonique fondamentale avoisine les 50 mV pour le signal physiologique , nous avons opté pour la diminution de l'ordre du filtre au détriment de l'atténuation en bande coupée.

L'analyse des différentes réponses , pour un ordre égale à deux , montre que l'atténuation apportée en bande coupée par l'ensemble des structures présentées avoisine les 40 db par décade mis à part le filtre de Bessel . Ce qui permet une détection limite acceptable pour la fréquence la plus basse (0.8 Hz) sachant que le rapport signal sur bruit est de l'ordre de 10 db ; l'atténuation engendrée pouvant être rattrapée par un ampli à gain variable .

De là , c'est dégagé le choix du filtre de Butterworth ; caractéristique en amplitude étant plate en bande passante ; inexistence d'oscillations transitoires avec un facteur de surtension égale à un . Le temps de propagation est sensiblement constant et égale à $1.5 \cdot \omega_c$.

Il est à remarquer que pour le même ordre , les filtre de Legendre et de Butterworth présentent des caractéristiques identiques .

Si on appelle $B(p)$ la fonction de transfert du filtre de Butterworth (ou de Legendre) d'ordre deux , on a :

$$B(p) = \frac{1}{1 + \omega_c^{-1} \cdot \sqrt{2} \cdot p + \omega_c^{-2} \cdot p^2}$$

Pour obtenir le filtre passe haut correspondant , il suffit de remplacer la variable p par p^{-1} . D'où :

$$B(p) = \frac{\omega_c^2 \cdot p^2}{1 + \omega_c \cdot \sqrt{2} \cdot p + \omega_c^2 \cdot p^2}$$

I-2-4 Structure du filtre $B(p)$

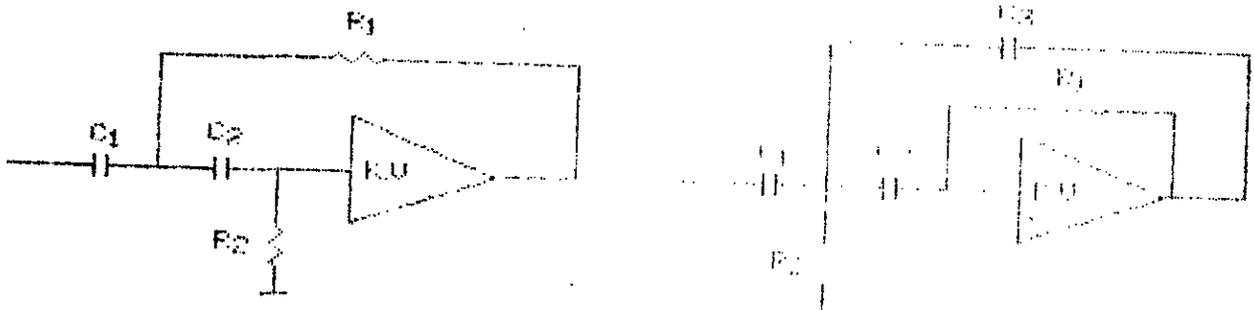
La matérialisation d'une fonction de transfert donnée dépend de plusieurs critères dont les plus importants sont [39] :

- la nature de la fonction à synthétiser ,
- le nombre de composants utilisés ,
- la sensibilité aux dispersions des valeurs des composants ,
- le bruit .

Il est bien évident que dans la plus part des cas , c'est la sensibilité de la structure qui va fixer le choix . A sensibilité voisine , la structure qui nécessite le moins de composants sera préférée .

S'il est facile d'évaluer rapidement le nombre de composants , il est plus difficile de déterminer la sensibilité d'une structure . Pour cette raison nous avons préféré utiliser une bibliothèque de structures [39] donnant la forme complète des différents termes de la fonction de transfert .

Le choix a porté de prime abord sur les filtres actifs dont un des principaux intérêt est la réduction du volume vis à vis du filtre équivalent ; cette réduction de volume est obtenue principalement par l'élimination des inductances . De plus , les filtres à amplificateurs montés en contre réaction simple ou multiple ainsi que les sources contrôlées de coefficients voisins de l'unité sont très peu sensibles ; par ailleurs , le bruit y est faible [39] .



$$k=Kv$$

$$a=1$$

$$b=R1 \cdot (C1+C2)+R2 \cdot C2 \cdot (1-Kv)$$

$$c=C=R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2$$

$$k=-C1/C3$$

$$a= C1/C3$$

$$b=R1 \cdot C1 \cdot (1+(C1+C2)/C3)$$

$$c=C=R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C3$$

Fig.29 : Structures du filtre retenue

Ceci , nous a permis de sélectionner deux structures (Fig.29) avec une fonction de transfert donnée par :

$$H(p) = K \frac{C \cdot p^2}{a + b \cdot p + c \cdot p^2}$$

A performances comparables , la première structure a été préférée; le nombre de composants y étant plus réduit .

Pour $\omega_c = 0.6$ Hz rad

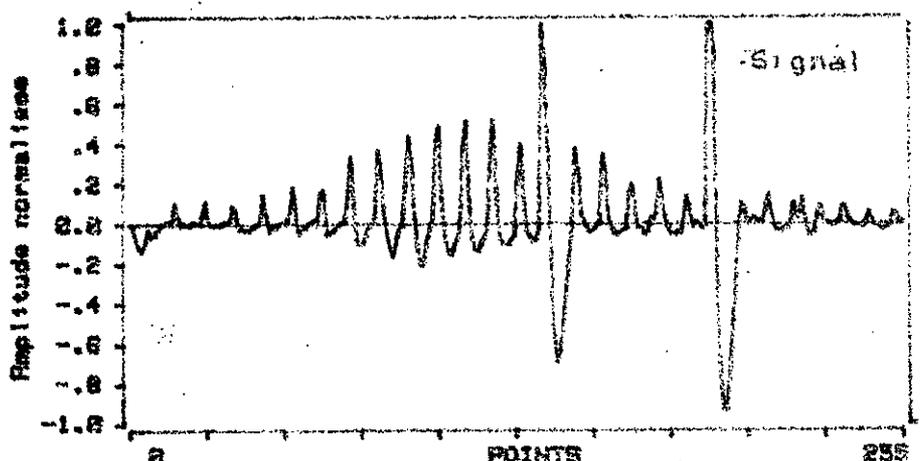
$$K = 1$$

$$a = 44.45$$

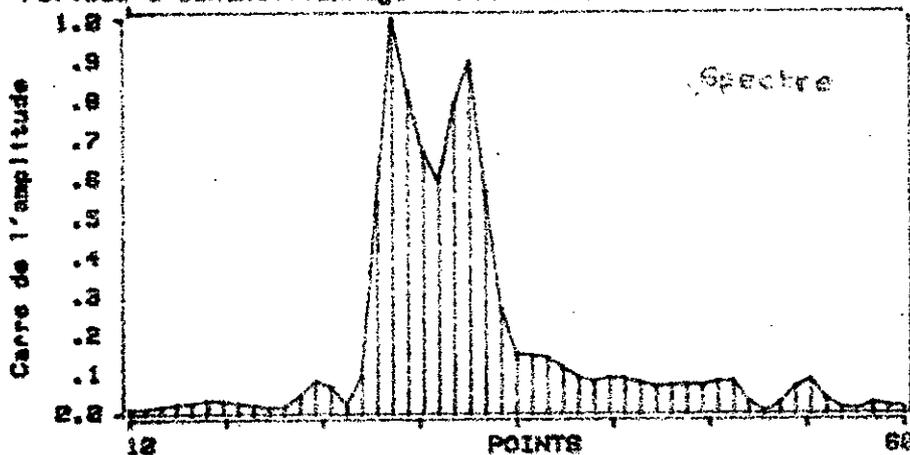
$$b = 10$$

$$c = c = 1$$

La mise en oeuvre de ce filtre a conduit au signal figure 30a pour un sujet ayant une fréquence de battement de 1.3 Hz (78 bat./mn). L'analyse spectrale pour un signal physiologique de fréquence ≈ 0.85 Hz (figure 30b), montre une atténuation des harmoniques au voisinage de la fréquence la plus basse. Ce qui justifie le compromis adopté entre l'atténuation et l'ordre du filtre.

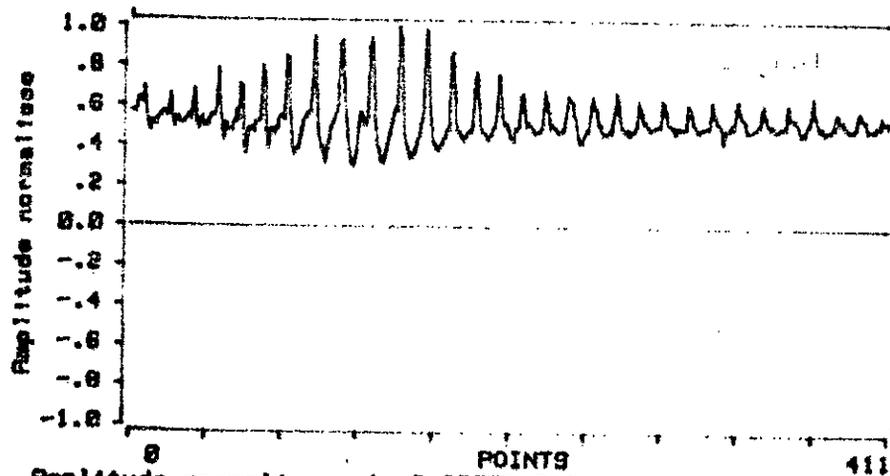


Amplitude normalisée: $1 = 2.5200E+000$
Période d'échantillonnage = $7.8125E-02$ SEC

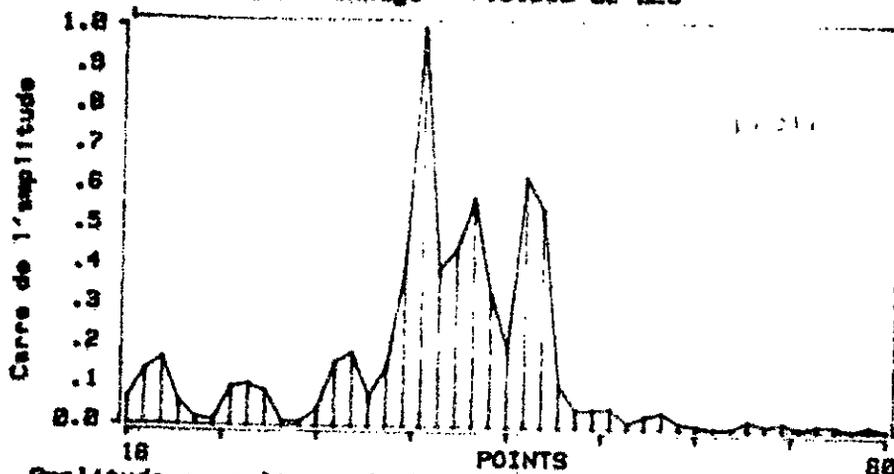


Amplitude normalisée: $1 = 4.2179E+000$
Fréquence de résolution = $5.8200E-02$ Hz
Demi fréquence d'échantillonnage = $6.42E+00$ Hz = Pnte 128

Fig. 30a : forme et spectre du signal obtenu en sortie du filtre réalisé ($f = 1.35$ Hz)



Amplitude normalisée: 1= 3.9800E+003
 Période d'échantillonnage = 7.8125E-02 SEC



Amplitude normalisée: 1= 5.7011E+006
 Fréquence de résolution = 2.5800E-02 Hz
 Demi fréquence d'échantillonnage = 6.40E+00Hz = Pnte 256

Fig.30b : forme et spectre de signaux obtenus en sortie du filtre réalisé ($f_c = 85\text{Hz}$)

I-3 Amplificateur à gain variable

On a souligné dans les développements précédents que l'amplitude des oscillations est variable d'un sujet à l'autre.

Par ailleurs, le filtre que nous avons conçu à partir du compromis qui s'est dégagé engendre une atténuation pour les fréquences en dessous de $\approx 0,9\text{ Hz}$.

On voit donc que pour avoir une sensibilité optimale indépendamment de la fréquence et des sujets, il est nécessaire d'inclure un ampli à gain variable. Ceci permettra un codage du signal avec un optimum de résolution.

L'analyse statistique sur une soixantaine de sujets de divers âges nous a permis de constater trois populations différenciées par trois gammes d'amplitude du signal physiologique :

- inférieure à 100 mV;
- compris entre 100 et 250 mV ,
- supérieure à 250 mV .

Ce qui a conduit à dégager un gain associé à chaque gamme de telle manière que la valeur crête du signal corresponde à la moitié de la résolution maximale du convertisseur à utiliser . Le changement de gain sera contrôlé par le microprocesseur après avoir déterminé au préalable l'amplitude du signal à traiter . Initialement , le gain est fixé à la valeur intermédiaire 20 .

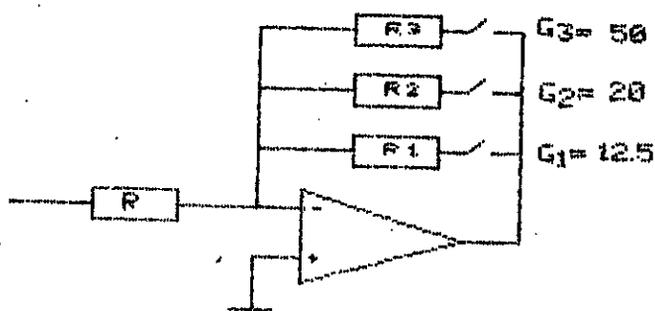


Fig.31 : Changement de gain

I-4 Acquisition numérique des signaux

Les signaux primaires $S_p(t)$ et $S_b(t)$, porteurs d'informations utiles sont de nature analogiques . Le traitement numérique de ces signaux requiert donc , au préalable , la représentation de ces derniers par une suite de valeurs ponctuelles prélevées régulièrement . Ceci implique les fonctions d'échantionnage , de quantification et de codage . Ces deux dernières constituent l'opération de conversion analogique numérique .

La structure du module de conversion dépend des caractéristiques du signal d'entrée en relation avec celles du convertisseur choisi

I-4-1 Variation du signal pendant la durée de conversion

La conversion n'est pas une opération instantanée. Elle peut être lente ou rapide suivant la structure de l'élément de conversion considéré.

Soit V la plage de conversion permise. Si la loi de quantification est uniforme, cette plage est subdivisée en $q = 2^n$ intervalles de largeur constante $\delta = V/2^n$. La procédure de conversion assigne alors la valeur $S_k = k \cdot \delta$, à chaque échantillon d'amplitude comprise entre $k\delta - \frac{1}{2}\delta$ et $k\delta + \frac{1}{2}\delta$.

Si le signal varie pendant la durée de conversion t_c , le résultat obtenu risque d'être incorrect. En première approximation, la variation δS du signal analogique pendant la durée de conversion t_c vaut :

$$\delta S = t_c \cdot \left| \frac{\delta S}{dt} \right| \quad (4)$$

Une exigence de précision courante est de limiter la variation de S à $\frac{1}{2}\delta$:

$$\delta S \leq \frac{1}{2}\delta \quad (5)$$

L'erreur globale introduite est ainsi inférieure ou égale à δ en valeur absolue.

En combinant (4) et (5), on obtient :

$$\left| \frac{\delta S}{dt} \right|_{\max} = \frac{\delta}{2 \cdot t_c} = \frac{V}{2^{n+1} \cdot t_c} \quad (6)$$

Si l'on approxime notre signal par une cosinusoïde d'amplitude crête à crête correspondant, dans le cas le plus défavorable à la dynamique de conversion V du convertisseur, on déduit une pente maximale :

$$\left| \frac{dS}{dt} \right|_{\max} = \frac{d}{dt} \left[\frac{V}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t) \right]_{t=T/4} = \pi \cdot f \cdot V \quad (7)$$

Tenant compte de (6) et (7), on déduit :

$$f_{\max} = \frac{1}{2^{n+1} \cdot \pi \cdot t_c}$$

Cette fréquence correspond à la limite maximale tolérée qui permettrait une erreur globale inférieure ou égale à δ .

I-4-2 Bruit de quantification

La loi de quantification de loin la plus fréquemment utilisée est la loi uniforme dans laquelle les pas de quantification δ_i sont constants. La variance du bruit de quantification est alors exprimée [34] par :

$$\sigma_q^2 = \frac{\delta^2}{12}$$

L'expression du rapport signal sur bruit, si l'on suppose un signal d'entrée d'écart type σ_s s'identifiant avec la valeur efficace du même signal, est donnée par :

$$I_q = 12 \left(\frac{\sigma_s}{\delta} \right)^2 = 6 \left(\frac{S_c}{\delta} \right)^2$$

S_c étant la valeur crête du signal à convertir.

Si en plus $S_c = k \cdot V = k \cdot \delta \cdot 2^n$ et $k \leq 1$:

$$I_q = 6 \cdot n + 10.8 + 20 \cdot \text{Log}(k)$$

db

Ainsi, pour un convertisseur analogique numérique, où n représente sa résolution, le rapport signal sur bruit de quantification, mesuré en décibels, varie linéairement avec n .

I-4-3 Module de conversion

D'après ce qui précède , les paramètres à prendre en compte pour le choix d'un convertisseur sont la résolution et le temps de conversion liés aux caractéristiques du signal d'entrée .

La fréquence maximale envisageable dans notre cas et pour les deux signaux , n'excède pas 4 Hz .

Si on se fixe un temps de conversion de l'ordre de la centaine de μ s avec une résolution de 8 bits , la fréquence maximale admissible conduisant à une erreur globale inférieure au quantum est de l'ordre de 7 Hz . Si en plus $k=4$ dans le cas le plus défavorable , on déduit un rapport signal sur bruit de quantification sensiblement égal à 50 db . Ces considérations nous ont amené à conclure qu'avec un convertisseur présentant un temps de conversion de 100 μ s et une résolution de 8 bits , la distorsion introduite par la quantification est négligeable ; les opérations d'échantillonnage et de maintien sont implicites eu égard à la fréquence maximale admissible . Ceci nous a conduit au choix d'un convertisseur ayant les caractéristiques citées . Associé à un multiplexeur analogique , il réalise la conversion simultanée des deux signaux $S_p(t)$ et $S_b(t)$ avec une erreur maximale inférieure à 20 mV pour une dynamique de conversion de 5 V .

I-5 Configuration finale du système

Cette configuration est illustrée par la figure 32 . La "prédisposition" du convertisseur à être adressé comme mémoire nous a conduit , pour son interfacage au microprocesseur , à un mode entrelacé en mémoire .

Comme souligné au chapitre précédent , la sortie série jouera d'un double rôle :

- permettre des extensions éventuelles du système final ,
- servir lors de la condption et en liaison avec le calculateur hôte ; à l'étude et le choix d'un algorithme à implémenter éventuellement .

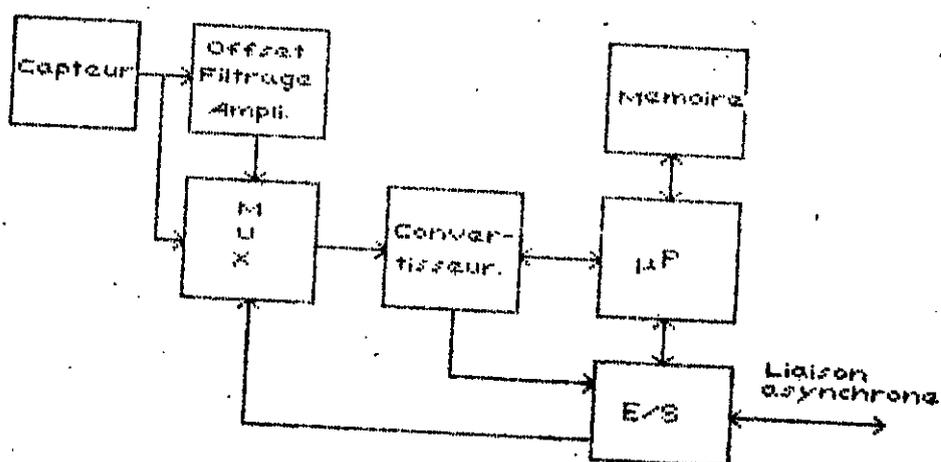


Fig.32 : Configuration finale du système

I-6 Considérations sur la période d'échantillonnage

Dans notre cas, une application aveugle du théorème de Shannon conduirait à une fréquence d'échantillonnage égale à 8 Hz. Ce qui semblerait être une fréquence suffisante du fait que la distorsion due au recouvrement spectral est largement évitée pour les deux signaux en cause. Or, comme il va être souligné plus loin, la détection des pressions caractéristiques et par là, leur précision, passe par celle de l'enveloppe des oscillations physiologiques. Ceci implique le choix d'une fréquence d'échantillonnage fonction de l'erreur admise sur les valeurs des pressions. Dans le cas le plus défavorable, la variation maximale de pression est donnée par $\delta P = 12.5$ δt . De là, si l'on se fixe une erreur n'excédant pas les deux mmHg, on déduit une période d'échantillonnage maximale égale à 80 ms (12.5 Hz) avec une occupation mémoire acceptable (= 1536 octets).

La réalisation de l'horloge associée à cette fréquence a été conditionnée par les caractéristiques du convertisseur utilisé. En effet, la lenteur relative de ce dernier a permis une génération par programme de la période d'échantillonnage.

II- ALGORITHMES DE TRAITEMENTS

A ce stade de la conception, nous disposons en mémoire du système d'une suite de données relatives aux signaux $S_p(t)$ et $S_b(t)$.

La mise en oeuvre et l'implémentation d'un algorithme de traitement optimal permettra la déduction, selon des critères à définir, les pressions recherchées.

Le choix d'un algorithme sera basé des considérations de temps de calcul, d'espace mémoire, de stabilité et de facilité de mise en oeuvre.

II-1 Critères de détection des pressions caractéristiques

II-1-1 Pression systolique

Quand la pression à l'intérieur du brassard est supérieure à la pression artérielle, les artères sont obturées; les oscillations résultantes dues au choc du flux sanguin en amont de l'occlusion, sont faiblement perceptibles. La variation brusque de l'amplitude de ces oscillations, lors du dégonflage, traduit l'ouverture de l'artère sous la pression de l'onde pulsatile. Ce qui marque l'égalité entre la pression systolique et celle du brassard.

II-1-2 Pression moyenne

Elle se repère par le passage des oscillations physiologiques par un maximum d'amplitude. En ce point, la pression dans le brassard est égale à la pression moyenne.

II-1-3 Pression diastolique

Quand la pression du brassard tombe en dessous de la pression minimale de l'onde pulsatile arté-

rielle , l'artère reste continuellement ouverte , le sang circule de manière continue avec un affaiblissement brusque de l'accélération . Ceci se traduit par une variation soudaine de la pente de l'enveloppe des oscillations avant de tendre vers une valeur sensiblement constante .

II-2 Détection de l'enveloppe du signal $S_p(t)$

Les critères énoncés précédemment s'appuient sur les niveaux d'amplitude des oscillations , pour la déduction des paramètres recherchés . Cette suite de niveaux , formant l'enveloppe des oscillations , est le résultat de la modulation du signal physiologique par la contre-pression exercée sur l'artère . L'extraction de cette enveloppe revient à priori à une simple comparaison , par programme , de la suite des échantillons $S_p(k\delta t)$; le passage par deux extrémums détermine la valeur crête recherchée .

L'essai a montré qu'il n'en est rien ; plusieurs maxima erronés ont été détectés . Ceci peut s'expliquer aisément par le fait que le signal original n'a pas une forme sinusoidale pure (présence d'ondes dicrôtes) et qu'il peut de plus , être entaché d'un bruit de puissance non négligeable dans les régions de faibles pentes .

Si l'on peut se fixer un seuil de comparaison pour filtrer le bruit , il n'en est rien pour les artéfacts éventuels et pour les onde dicrôtes dont l'amplitude est variable d'un sujet à un autre . Ces considérations nous ont amené au rejet de cet algorithme et à la recherche d'un opérateur insensible aux bruits cités .

Le type d'opérateur sera déterminé grâce à l'étude du modèle associé à l'enveloppe considérée .

II-2-1 Modèle du signal analytique

Le modèle de l'enveloppe d'un signal $S(t)$ est par définition , le module $R_s(t)$ du signal analytique $\bar{S}=(t)$ [34] . Ce dernier est une fonction complexe du temps dont la

transformée de Fourier est la forme unilatérale de sa partie réelle :

$$\bar{S}(t) = S(t) + j \cdot \underline{S}(t) \quad (8)$$

avec

$$\bar{S}(f) = S^*(f) = (1 + \text{Sgn}(f)) \cdot S(f)$$

$$\underline{S}(f) = S(f) + j \cdot \bar{S}(f)$$

Par identification :

$$S(f) = -j \cdot \text{Sgn}(f) \cdot S(f) \quad (9)$$

L'expression de la partie imaginaire $\underline{S}(t)$, appelée transformée d'Hilbert du signal $S(t)$, est obtenue par transformée inverse de (9).

Si on appelle F^{-1} l'opérateur de la transformée de Fourier inverse on a :

$$\begin{aligned} \bar{S}(t) &= F^{-1}(\bar{S}(f)) \\ &= F^{-1}(S(f) + j \cdot \underline{S}(f)) \\ &= S(t) + S(t) * \left(- \frac{j}{\pi t} \right) \\ &= S(t) + S(t) * \left(- \frac{j}{\pi t} \right) \end{aligned}$$

D'où l'on peut finalement écrire :

$$\underline{S}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (10)$$

A la forme cartésienne donnée par (8), on peut associer une représentation polaire équivalente :

$$\bar{S}(t) = R_s(t) \cdot e^{j\phi_s(t)}$$

avec $R_s(t)$ un modèle d'enveloppe du signal $S_p(t)$:

$$R_s(t)^2 = |S(t)|^2 = S(t)^2 + \underline{S}(t)^2$$

II-2-2 Extraction d'enveloppe par transformée d'Hilbert

Comme on vient de le voir, l'extraction de l'enveloppe du signal $S_p(t)$ peut revenir à un calcul du module de son signal analytique $\bar{S}(p(t))$; ce qui revient essentiellement au calcul de la transformée d'Hilbert de $S_p(t)$.

D'après (9), on voit que pour réaliser cette transformée, il suffit de réaliser un filtre de caractéristique $-j \text{Sgn}(f)$. Pour ce faire et comme le suggèrent les expressions (8) et (10), deux voies sont possibles: la convolution ou la transformée de Fourier.

II-2-2-1 Utilisation de la transformée de Fourier

Dans le cas de la transformée de Fourier, l'expression (8) peut être ramené à [40],[41]:

$$\bar{S}(f) = \begin{cases} 2 \cdot S(f) & \text{si } f > 0 \\ S(f) & \text{si } f = 0 \\ 0 & \text{si } f < 0 \end{cases} \quad (12)$$

Le signal analytique et par là, la transformée d'Hilbert, se déduit par le calcul de la transformée inverse de $S_+(f)$.

Dans notre cas, la mise en oeuvre de cet algorithme implique cependant sa transposition au domaine discret.

Un signal discret $S(n)$ a une transformée de Fourier périodique, son signal analytique $\bar{S}(n)$, déduit de $S(n)$, est aussi discret. Sa transformée de Fourier $\bar{S}(f)$, qui a pour période f_e , s'annule pour $f_e/2 \leq f < 0$.

Ceci réduit donc (12) à :

$$\bar{S}(f) = \begin{cases} 2 \cdot S(f) & \text{si } 0 < f \leq f_e/2 \\ S(f) & \text{si } f = 0 \\ 0 & \text{si } -f_e/2 \leq f < 0 \end{cases} \quad (13)$$

La transformée de Fourier inverse de $S_n(f)$ donne le signal analytique $S_p(n)$:

$$S_p(n) = S_{pr}(n) + j \cdot S_{pi}(n) \quad (14)$$

L'enveloppe recherchée, notée $E(n)$, sera donc donnée par :

$$E(n) = \sqrt{S_{pr}^2(n) + S_{pi}^2(n)}$$

Remarque

Il est à noter qu'un signal analytique dont le spectre est borné par f_{max} est entièrement déterminé par la suite de ses valeurs prélevées à des instants espacés de $T = f_{max}^{-1}$.

Sur un calculateur disposant d'un programme de transformée de Fourier rapide, le calcul de $E(n)$ revient à :

- calculer la transformée de Fourier directe de la séquence $S_p(n)$,
- pondérer par zéro les valeurs correspondant aux fréquences comprises entre 0 et $-f_c/2$ (ou $f_c/2$ et f_c),
- multiplier par deux les données fréquentielles pour $0 < f \leq f_c/2$,
- réaliser la transformée de Fourier inverse des données résultantes ,
- multiplier les données résultantes par leurs conjuguées complexes pour obtenir le module carré du signal analytique ,
- prendre la racine carrée du résultat.

La suite de valeurs obtenues constitue alors l'enveloppe recherchée.

II-2-2-2 Utilisation de la convolution

D'après (12), la relation entre les suites $S_{pr}(n)$ et $S_{pi}(n)$ est obtenue en considérant le filtre de quadrature dont la réponse en fréquence est donnée par la figure 33 .

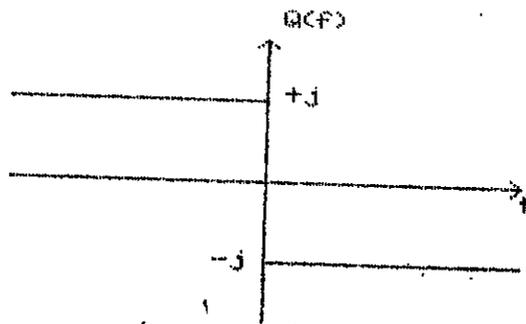


Fig.33 : Caractéristique du filtre de quadrature

La réponse impulsionnelle de ce filtre est la suite $h(n)$ [40] telle que :

$$h(n) = \int_{-1/2}^{0} j \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot n} df + \int_{0}^{1/2} -j \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot n} df$$

$$h(n) = \frac{2}{\pi \cdot n} \sin^2\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \quad \text{si } n \neq 0$$

$$h(n) = 0 \quad \text{si } n = 0$$

avec $f_e=1$.

En appliquant à ce filtre la séquence $S_p(n)$, on obtient :

$$S_p(n) = \frac{2}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (S_{pr}(n-m) + j S_{pi}(n-m)) \cdot \frac{\sin^2(\pi m/2)}{m}$$

Les suites $S_{pr}(n)$ et $S_{pi}(n)$ sont liées par la transformation dite transformation de Hilbert discrète [40].

Si on appelle $Q(f)$ la réponse en fréquence du filtre de quadrature, on peut écrire :

$$Q(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot n}$$

Compte tenu de l'expression (15) et sachant que les fonctions Sinus et Cosinus sont impaire et paire respectivement, on déduit :

$$Q(f) = -2j \cdot \sum h(n) \cdot \sin(2\pi \cdot n \cdot f)$$

Ce qui montre clairement que le filtre quadratique numérique correspond à un cas de filtre à phase linéaire.

Ceci nous amène au fait que la réalisation de la convolution passe par la réalisation du filtre de quadrature donné par (14). Cette réalisation est obtenue simplement en limitant le nombre de termes sur lesquels porte la sommation. La réponse en fréquence s'écarte alors de la réponse idéale.

En pratique, le filtre est spécifié par un gabarit donnant l'ondulation tolérée δ sur une bande de fréquence f_1, f_2 .

II-2-2-2-1 Conception du filtre de quadrature

Four la réalisation de ce filtre, nous avons tiré profit d'un algorithme d'approximation au sens de Chebyshev (communément appelé minmax) [43].

Le but à atteindre est d'obtenir un filtre dont la réponse en fréquence présente des ondulations d'amplitude constante de manière à approcher au mieux un gabarit fixé. Les ondulations résultantes ne doivent pas dépasser δ_1 en bande passante et δ_2 en bande affaiblie. C'est un problème qui relève [43] de l'approximation d'une fonction par un polynôme au sens de Chebyshev, la norme à considérer pour la fonction d'écart est la norme L^∞ :

$$e(f_i) = \max e(f)$$

Le problème se trouve ramené à la résolution d'un système de $n+1$ équations tels que :

$$P_0(f_i)[D(f_i) - H_r(f)] = (-1)^i \delta \quad (16)$$

$$0 \leq i \leq n-1$$

avec $D(f) = \begin{cases} 1 & \text{en bande passante} \\ 0 & \text{en bande atténuée} \end{cases}$

$P_0(f) = \begin{cases} \delta_1/\delta_1 & \text{en bande passante} \\ 1 & \text{en bande atténuée} \end{cases}$

N étant l'ordre de la réponse impulsionnelle.

Les inconnues sont les coefficients du filtre h_i et le maximum de la fonction d'erreur δ . Le système d'équations décrit par (16) conduit à la détermination des coefficients du filtre à la condition que soient connues les $n+1$ fréquences extrémales f_i .

C'est dans la recherche des fréquences extrémales qu'intervient une procédure itérative réalisée suivant un algorithme dit de Remez [43] et dont chaque étape comprend les phases suivantes :

- initialisation des valeurs de f_i avec $0 \leq i \leq n$,
- la valeur correspondant à δ est calculée en résolvant le système d'équation (16) qui conduit à :

$$\delta = \frac{a_0 \cdot D(f_0) + a_1 \cdot D(f_1) + \dots + a_n \cdot D(f_n)}{(a_0/P_0(f_0)) - (a_1/P_0(f_1)) + \dots + (-1)^n \cdot (a_n/P_0(f_n))}$$

avec $a_k = \prod_{i=0}^k \frac{\cos(2\pi \cdot f_k) - \cos(2\pi \cdot f_i)}{f_i - f_k}$

- les valeurs de $H_r(f)$ sont interpolées entre les f_i pour calculer $e(f)$:

$$H_r(f) = \frac{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{B_k}{x-x_k} \cdot \delta \cdot (-1)^k}{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{B_k}{x-x_k}}$$

$$B_k = \prod_{i=0}^{n-1} \frac{1}{x_k - x_i} \quad \text{et } x_i = \cos(2\pi \cdot f_i)$$

- les fréquences extrémales obtenues sont prises comme valeurs initiales pour l'étape suivante.
- Une stabilisation des amplitudes correspondant aux fréquences maximales déduit l'arrêt de l'itération.

Ces étapes sont illustrées par l'organigramme figure 37 .

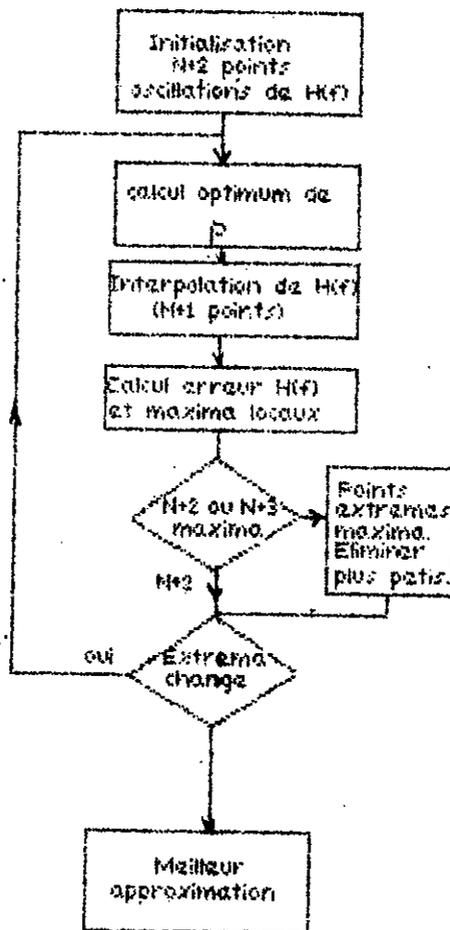


Fig.37 : algorithme de Remez

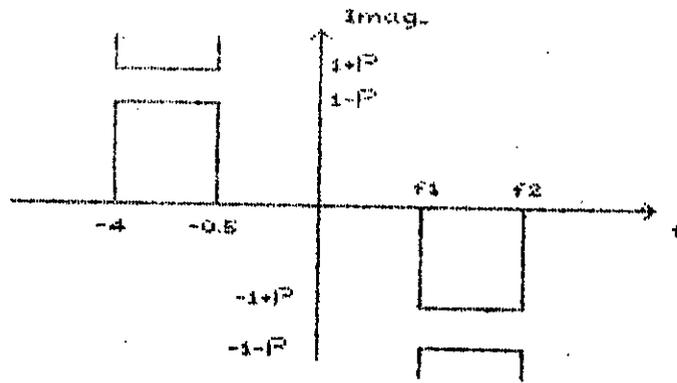


Fig.38 : gabarit du filtre de quadrature

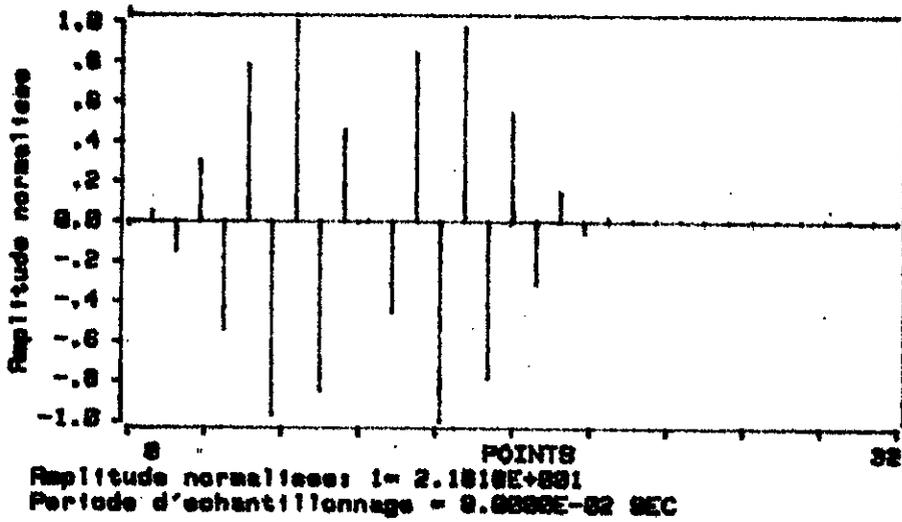


Fig.39 : Réponse impulsionnelle du filtre de quadrature réalisé pour N=20

II-2-2-2-2 Gabarit et ordre du filtre

Comme dans le cas des développements ultérieurs, la plage à explorer s'étend de 0.8 Hz à 4 Hz.. Ceci a conduit à fixer un gabarit de filtre figure 38.

La valeur de δ impose l'ordre du filtre N et par là, l'ordre de la réponse impulsionnelle. En effet [44] :

$$N = \frac{2}{3} \text{Log} \left(\frac{1}{10 \cdot \delta_1 \cdot \delta_2} \right) \cdot \frac{f_c}{\delta f}$$

Dans notre cas , $f_c=12.5$ Hz , $\delta f=1$ Hz et $\delta_1=\delta_2=\delta$.

Pour $N=10$ et 20 respectivement , on déduit $\delta=0.2$ et $\delta=0.01$.

La mise en oeuvre de l'algorithme ainsi décrit a conduit à une réponse impulsionnelle donnée par la figure 39 ($N=20$).

II-2-2-3 Mise en oeuvre des deux méthodes et résultats

Les deux méthodes décrites ont été implémentées sur le calculateur hôte HP9836.

Les résultats obtenus sont illustrés figure 40b et 40c .

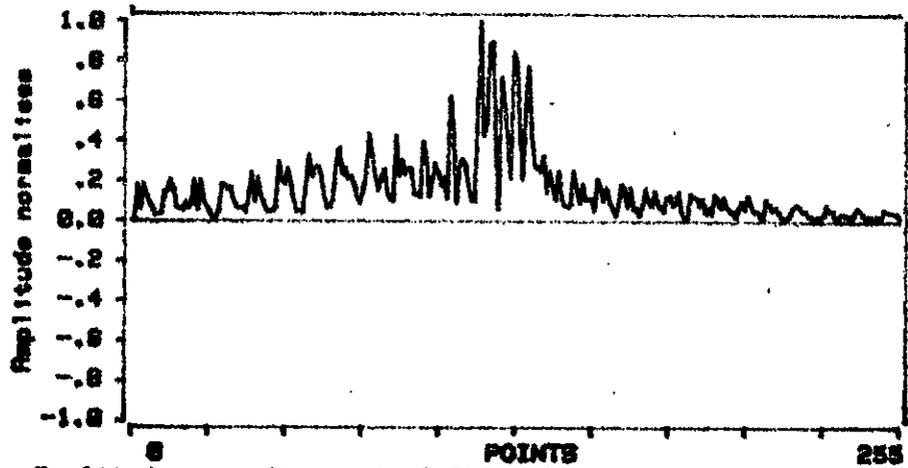
Les contraintes de durée liées au nombre d'échantillons à traiter rend , dans notre cas , l'extraction d'enveloppe par transformée de Fourier inexploitable ; pour le cas illustré , le traitement a nécessité un temps de calcul de l'ordre de 3 mn.

Avec la convolution , ce temps a été réduit de plus d'un tiers . Cependant , l'enveloppe résultante présente des ondulations qui laissent présager une sensibilité importante aux artéfacts même si l'ordre du filtre est élevé.

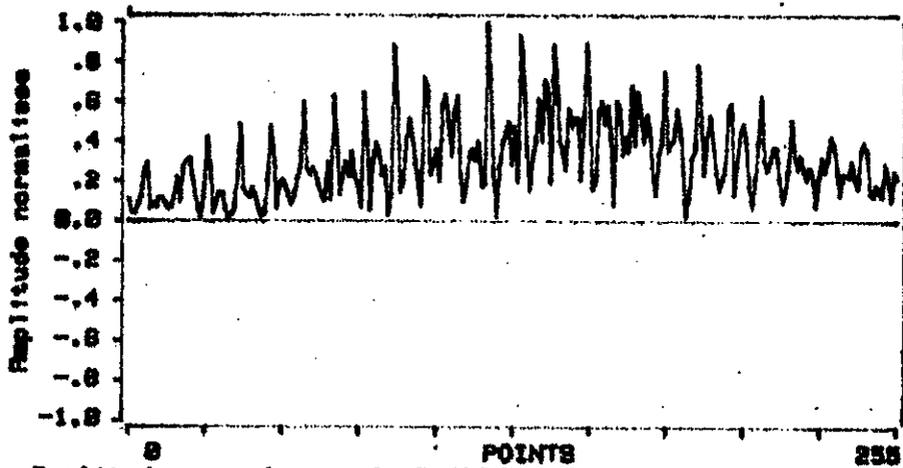
On peut conclure que les deux méthodes décrites , en plus des contraintes de durée , présente des limitations quant au rejet des artéfacts qui les rendent inadaptées aux mesures répétées .

Une amélioration peut être ramenée par la diminution du nombre d'échantillons de la séquence d'entrée . Cependant , la précision sur les valeurs de pression serait diminuée .

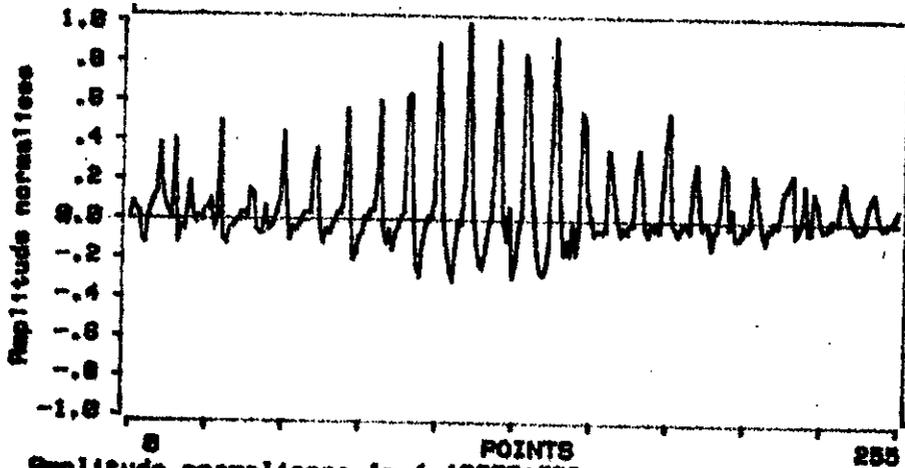
Ceci nous a amené à proposer un autre modèle du signal $S_p(t)$ qui conduit à l'extraction d'enveloppe par démodulation numérique .



Amplitude normalisee: $1= 2.8821E+003$
 Periode d'échantillonnage = $7.8125E-02$ SEC



Amplitude normalisee: $1= 8.4280E+002$
 Periode d'échantillonnage = $7.5128E-02$ SEC



Amplitude normalisee: $1= 1.1688E+003$
 Periode d'échantillonnage = $7.8125E-02$ SEC

Fig.40 : résultats d'application de la transformée d'Hilbert .

II-3 Représentation de $S_p(t)$ en un signal à spectre passe bande

En utilisant la représentation d'un signal à spectre passe bande [34], le signal $S_p(t)$ est considéré comme la sortie d'un modulateur dont les entrées sont le signal de pulsation artérielle (porteuse) et un signal modulant $m(t)$ (Fig.41). Si on suppose, pour une première approximation, que le signal de pulsation artériel est un signal sinusoïdale pur de forme $P_a(t) = P_a \cdot \cos(2\pi \cdot f_{ca} \cdot t)$, on peut écrire :

$$S_p(t) = \operatorname{Re}(S_p(t)) = R(t) \cdot e^{j2\pi \cdot f_{ca} \cdot t} \quad (17)$$

f_{ca} étant la fréquence cardiaque du sujet et $R(t) = R(t) \exp(j\phi(t))$ l'enveloppe complexe associée au signal analytique $S_p(t)$. La densité spectrale du signal modulé est liée à celle de l'enveloppe complexe par [34] :

$$S_p(f) = \operatorname{Re}(S_p(f)) \quad (18)$$

Le type de modulation, défini par une loi de la forme $R(t) = S_m(m(t))$, peut être déduit par une simple analyse de la densité de puissance du signal $S_p(t)$. Cette densité, comme le montre la figure 41, se présente comme un spectre bilatéral translaté d'une quantité f_{ca} ; ce qui revient à :

$$|S_p(f)| = k (\delta(f+f_{ca}) + \tilde{S}_m(f+f_{ca}))$$

La comparaison avec (17) et (18) conduit à une loi de modulation :

$$R(t) = (1+m(t)) \cdot P_a$$

Cette équation caractérise une modulation d'amplitude avec porteuse. La fréquence de cette dernière correspond à la pulsation cardiaque du sujet. Ceci amène, pour la récupération du signal

$m(t)$ et par là, l'enveloppe $S_p(t)$, la recherche d'un opérateur de démodulation adéquat.

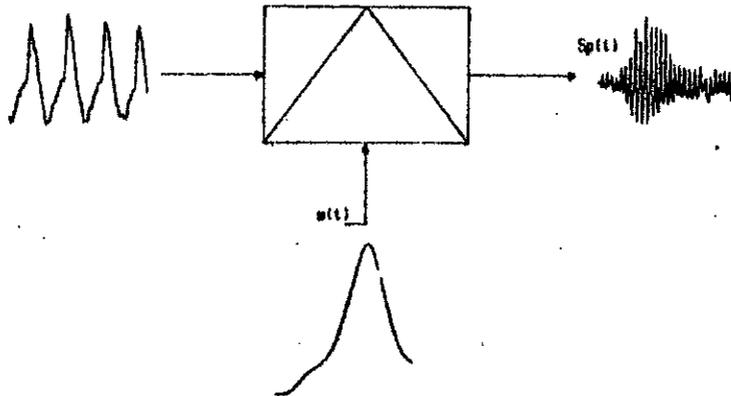


Fig.41 : modèle du système générant le signal $S_p(t)$.

II-3-1 Démodulation du signal $S_p(t)$

Deux types de démodulation peuvent être envisagés dans le cas de la modulation d'amplitude [33],[34]:

- la démodulation par détection synchrone ,
- la démodulation par détection d'enveloppe .

La démodulation par détection synchrone consiste à multiplier le signal modulé par un signal auxiliaire périodique de même fréquence que la porteuse et à éliminer les composantes résultantes indésirables à l'aide d'un filtrage passe bas (Fig.42) :

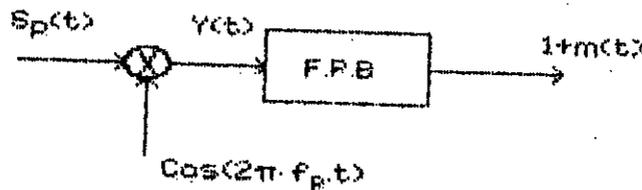


Fig.42 : démodulation par détection synchrone .

Ceci implique la reconstitution au niveau du démodulateur, d'une fonction périodique synchronisée avec le signal porteur par extraction directe de la fréquence du signal modulé.

Pour autant que l'enveloppe $a(t)$ du signal modulé en amplitude satisfasse à la condition $a(t) \geq 0$, la démodulation par détection d'enveloppe permet de retrouver après filtrage passe bas, le signal modulant sans signal de référence. Ceci évite des distorsions de l'enveloppe liées au synchronisme et au déphasage des signaux local et incident [34] (Fig.43).

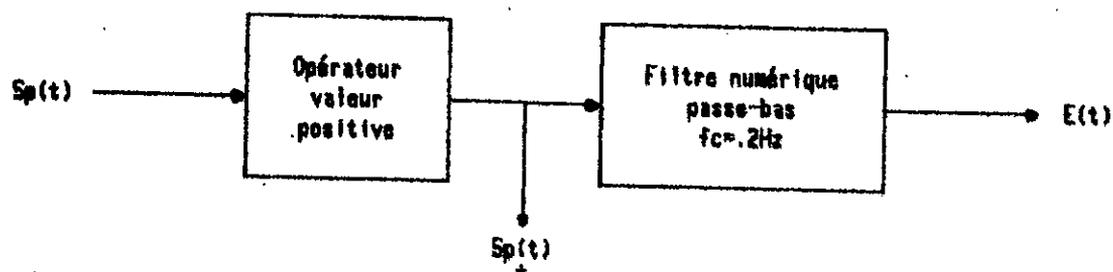


Fig.43 : démodulation par détection d'enveloppe.

Au vu de la simplicité des opérateurs utilisés, il apparaît que la démodulation par détection d'enveloppe est avantageuse. Son utilisation est subordonnée à la réalisation d'un indice de modulation supérieur ou égal à -1 ($m(t) \geq -1$).

L'analyse du signal $Sp(t)$, figure 35, montre que son enveloppe ne change pas de signe autour de la valeur médiane (c'est à dire $m(t) \geq -1$). Sachant en plus que dans notre cas, la génération de la fréquence de la porteuse ne peut être qu'approximative surtout en présence de bruit (artéfacts), l'utilisation d'enveloppe apparaît donc évidente.

II-3-2 Démodulation par détection d'enveloppe

Un détecteur d'enveloppe est un opérateur non linéaire. Si on admet l'utilisation d'un "redresseur" unipolaire et si $a(t) \geq 1$, on peut approximer sa sortie par :

$$y(t) = \begin{cases} \cos(2\pi \cdot f_{ca} \cdot t + \alpha c) & \text{si } S_p(t) \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Son développement en série de Fourier donne :

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n \cos(n\pi/4)}{n^2 - 4} \cos(2\pi \cdot n \cdot f_{ca} \cdot t + \alpha c) \right]$$

si $a(t) = 1$, on déduit :

$$y(t) = \frac{a(t)}{\pi} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n \cos(n\pi/4)}{n^2 - 4} \cos(2\pi \cdot n \cdot f_{ca} \cdot t + \alpha c) \right]$$

Si la fréquence de coupure f_c du filtre passe bas supposé idéal, est telle que :

$$f_c < f_{ca} - B_m$$

où B_m représente la fréquence maximale du spectre de $m(t)$. Le signal démodulé aura pour expression :

$$d(t) = \frac{a(t)}{\pi}$$

C'est donc un signal proportionnel à l'enveloppe du signal modulé. La réalisation d'un tel détecteur revient essentiellement à la conception d'un filtre numérique qui, une fois les valeurs négatives éliminées, réalise l'extraction de l'enveloppe recherchée.

Pour des considérations de précision sur la détermination des pressions caractéristiques, il sera recherché un filtre présentant un retard pur en bande passante.

II-3-3 Conception du filtre passe bas numérique

II-3-3-1 Fréquence de coupure

Cette dernière fixe l'étendue spectrale maximale de l'enveloppe du signal $S_p(t)$.

Si l'on considère comme dans les cas précédents une loi de variation du signal de dégonflage $P(t) = 5 \exp(-t/20)$, on déduit une variation de pression $\delta P = 12.5 \delta t$; variation qui exprime le cas le plus défavorable qui peut se présenter.

Pour déduire l'étendue spectrale maximale de l'enveloppe à détecter, on est amené à considérer le temps minimal séparant les deux pressions caractéristiques P_s et P_d . Suivant la région où l'on se trouve sur l'exponentielle, on peut avoir soit un δP élevé (ce qui correspond à une pression systolique élevée), soit un δt élevé dû à une région où la vitesse de dégonflage est plus faible (pression systolique faible).

Sur la base de données que nous avons constituées et pour la soixantaine de cas analysés (les valeurs de référence des pressions caractéristiques étant prises au stéthoscope), nous avons relevé une valeur moyenne pour les valeurs de δt séparant les deux pressions caractéristiques de l'ordre de 8.1s avec un écart type de 2.3s. Ceci fixe une bande maximale pour l'enveloppe à détecter égale à 0.17 Hz; soit $\delta t \approx 6s$.

II-3-3-2 Synthèse et structure du filtre passe bas

Comme pour les filtres analogiques, la synthèse d'un filtre numérique passe par le choix d'une technique d'approximation [36],[45]..[48]. Ces techniques conduisent à l'élaboration d'une fonction de transfert discrète qui satisfasse aux hypothèses de définition sur le filtre recherché.

Diverses classifications ont été formulées. On retient essentiellement :

- les filtres récursifs ou filtres à réponses impulsionnelles infinies (RII).

Les techniques utilisées pour calculer leurs coefficients sont déduites en général de celles qui servent à déterminer les paramètres des filtres analogiques [36] .

- les filtres non récursifs ou filtres à réponses impulsionnelles finies (RIF).

Leurs coefficients sont déduits par des techniques d'optimisation qui reposent sur la minimisation d'un critère sur la distance entre les paramètres du filtre et une fonction objective .

Parmi les méthodes développées , qui conduisent à une définition d'un filtre numérique répondant à des hypothèses particulières , on peut citer [36] :

- les techniques spectrales ,
- les techniques impulsionnelles,
- les techniques d'optimisation.

Les critères de choix d'une de ces techniques sont l'ordre du filtre recherché , la stabilité et les ondulations admises en bande passante . Celle qui conduit , pour les mêmes spécifications du filtre , à un ordre le plus faible , c'est à dire nécessitant un nombre de multiplication réduit , sera préférée .

Les techniques spectrales , même si elles conduisent à une détermination simple des coefficients du filtre , présentent deux limitations :

- les ondulations du filtre sont les mêmes en bande passante et en bande affaiblie .
- leur amplitude n'est pas constante .

Par suite , cette technique ne peut fournir un filtre adapté à un gabarit quelconque ; de plus le nombre de coefficients n'est en général pas optimal [36] .

La première des limitations peut être levée par des méthodes d'optimisation dont la méthode des moindres carrés . La mise en

oeuvre de la méthode de calcul ne présente pas de difficultés particulières . Cependant le filtre obtenu présente des ondulations d'amplitude variable [36] . Ceci peut être évité par l'utilisation de techniques itératives [42] (la procédure de calcul a été utilisée pour la détermination du filtre quadrateur).

Une technique particulière au filtre RII , dite de l'invariance impulsionnelle , assure un calcul direct des coefficients du filtre à l'aide de transformations qui réalisent le passage du plan p au plan discret . La transformation la plus utilisée est la transformation bilinéaire . Elle conserve la caractéristique en amplitude du filtre transformé cr . Cependant , on ne peut a priori imposer des hypothèses particulières sur la réponse impulsionnelle . Cette contrainte peut être contournée par une prédéformation initiale du gabarit du filtre analogique modèle .

De l'étude qui a précédée , on a été conduit à réaliser deux filtres numériques , RIF et RII, en utilisant respectivement la technique itérative , selon l'approximation au sens de Chebyshev , et la transformation bilinéaire .

De la comparaison des performances des filtres obtenus se dégagera la solution recherchée .

a-hypothèses de réalisation

Pour permettre une correction simple du décalage des changements de pente de l'enveloppe par rapport au signal de référence $P(t)$, nous avons été amenés à fixer une caractéristique de phase linéaire en bande passante . Ceci minimise , du point de vue de la phase , l'erreur sur la mesure des pressions caractéristiques .

En plus de cette caractéristique , trois paramètres ont été considérés : les ondulations en δ_1 et δ_2 permises , la bande de transition δf et la fréquence de coupure .

Les estimations de l'ordre du filtre [44] en fonction de ces paramètres , tant pour les filtres RII que RIF , montrent que δf est le paramètre le plus sensible ; les ondulations en bande passante et affaiblie ont une contribution secondaire . Ceci nous a permis de fixer $\delta_1 = \delta_2 = 0.01$ et à déterminer δf le plus grand possible pour réduire l'ordre du filtre . Ceci a nécessité la comparaison des spectres de l'enveloppe du signal $S_p(t)$ et du bruit (artéfacts) .

Pour permettre cette analyse , nous avons relevé point par point , à l'aide d'une table à digitaliser , les enveloppes de deux signaux $S_p(t)$ (pris sur un même sujet) , dont l'un est contaminé par du bruit (figure 41) . La comparaison des spectres respectifs montrera la part des artéfacts dans la déformation du spectre de l'enveloppe de $S_p(t)$.

La figure 41 relative aux spectres estimés , révèle des raies parasites situées au delà de 0.5 Hz . Ce qui signifie que pour pouvoir éliminer les raies dues aux artéfacts , il est nécessaire de se fixer une bande de transition bornée au maximum par 0.5 Hz . D'où l'on déduit un $\delta f = 0.3$ Hz sachant que la bande maximale de l'enveloppe est limitée à 0.2 Hz (gabarit figure 43) .

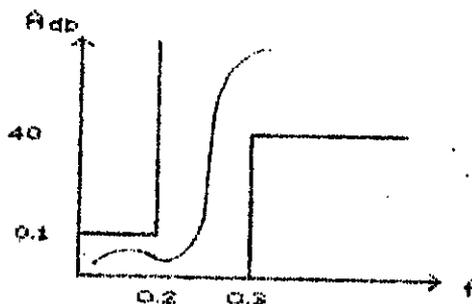
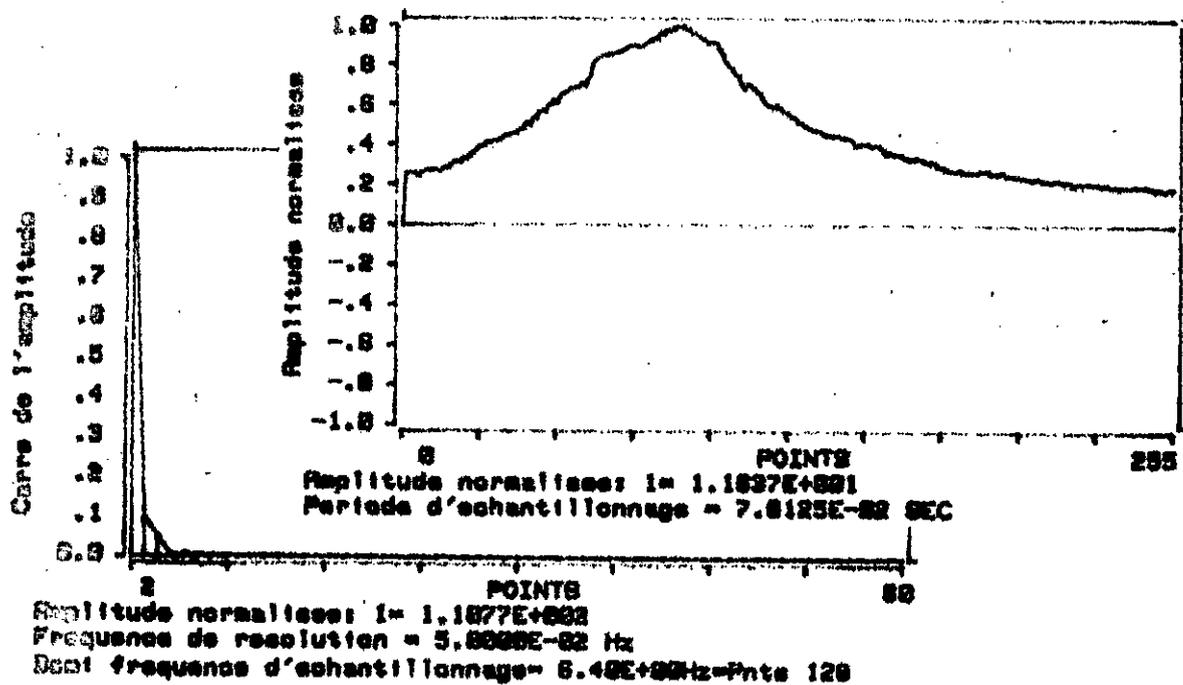
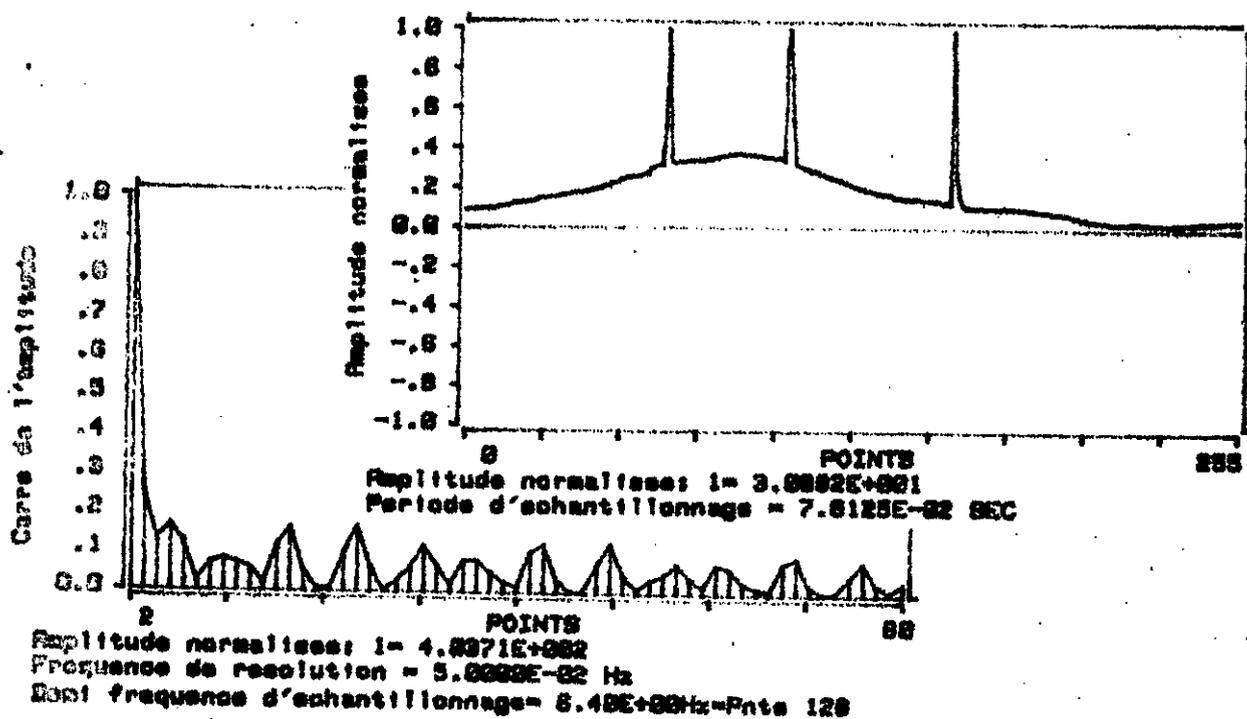


Fig.43 : gabarit du filtre numérique



(a)



(b)

Fig.41 : a- signal non contaminé et son spectre,
 b- signal contaminé et son spectre.

b- réalisation du filtre RIF

L'algorithme de calcul a été décrit au paravant . On rappelle que le filtre résultant présente des ondulations constantes et une phase linéaire .

L'estimation de l'ordre du filtre donné par (18) en fonction de $\delta f, f_c, \delta_1$ et δ_2 est égal à 29 . La mise en oeuvre de l'algorithme a conduit à une réponse impulsionnelle symétrique (linéarité de phase) , une réponse en amplitude adaptée au gabarit imposé (figure 43) et un ordre légèrement plus faible que prévu égale à 27 . L'équation de récurrence associée est :

$$E(n) = \sum_{i=0}^{25} h_i \cdot y(n-i)$$

les h_i sont donnés par le tableau (1) .

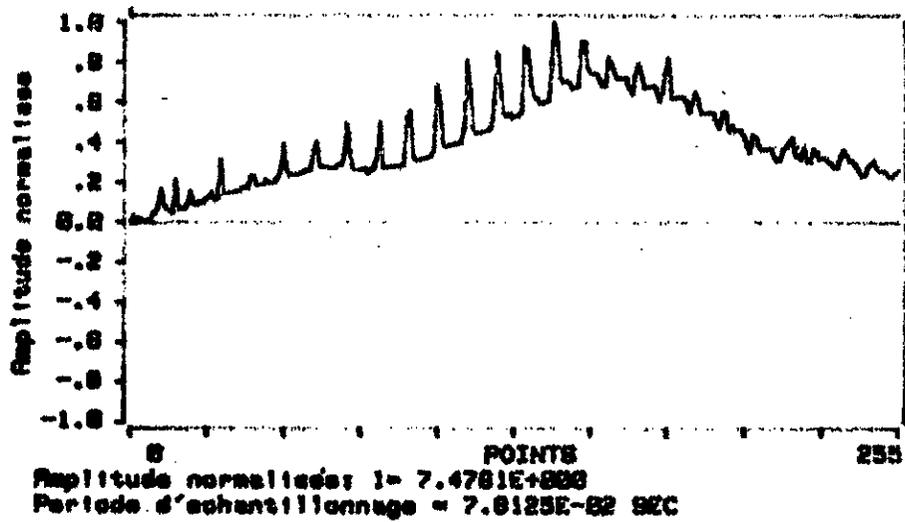
Du fait de la symétrie de la réponse impulsionnelle , $E(n)$ se ramène à :

$$E(n) = h_0 \cdot y_n + \sum_{i=1}^{13} h_i \cdot (y(n-i) + y(n+i))$$

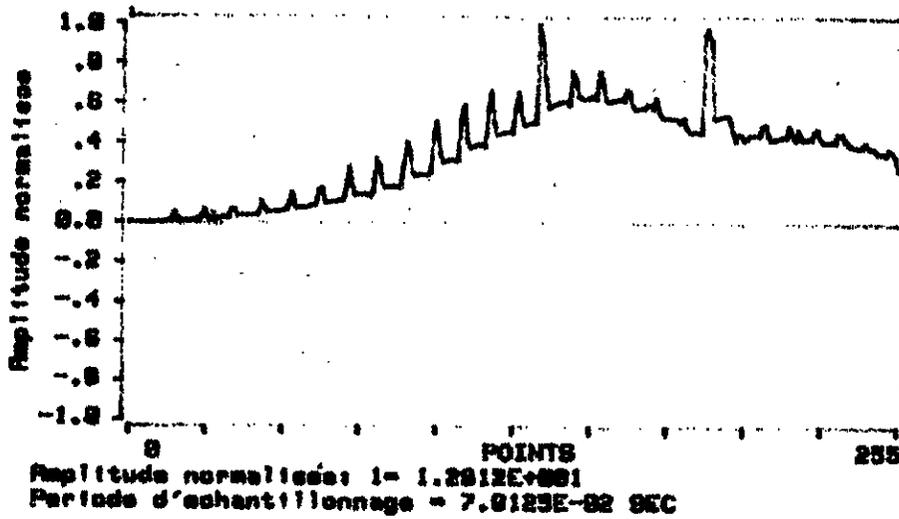
La figure 45 montre les résultats d'application de cette équation sur le signal non bruité puis bruité .

h_i $i=0,13$	h_i $i=14,26$
6.35035	
6.3269	6.3269
6.21002	6.21002
5.98172	5.98172
5.78121	5.78121
5.62343	5.62343
5.49122	5.49122
5.38283	5.38283
5.39396	5.39396
5.5064	5.5064
5.82159	5.82159
6.35 E ⁻²	6.35 E ⁻²
-2.29 E ⁻¹	-2.29 E ⁻¹

Tableau 1 : coefficients du filtre RIF

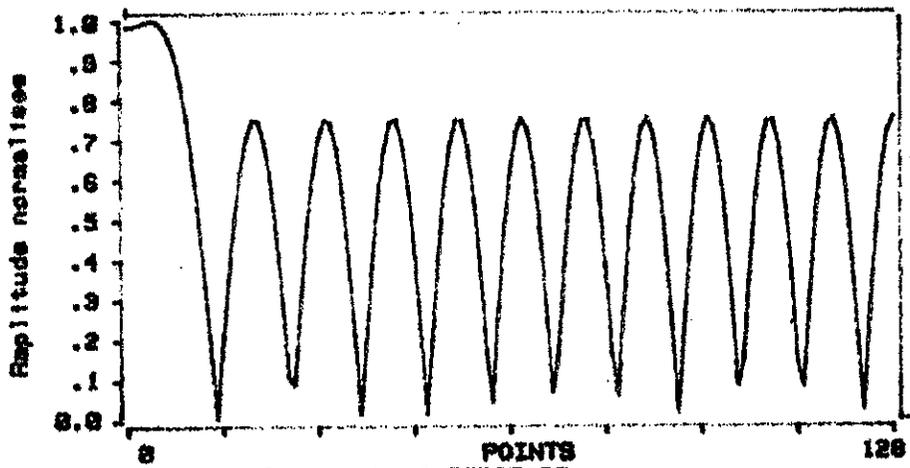


(a)

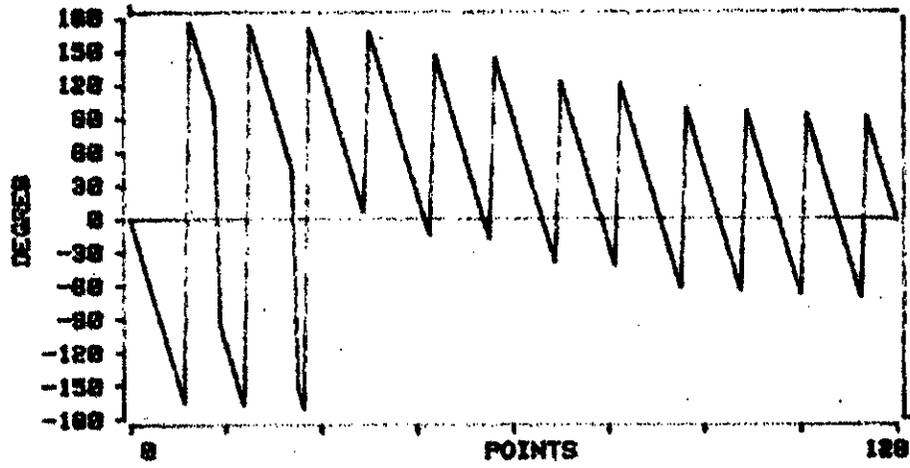


(b)

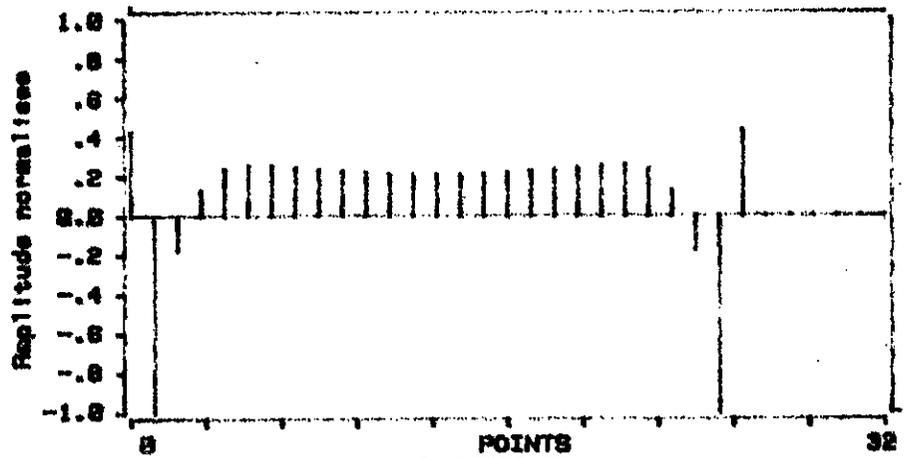
Fig.45 : application du filtre RIF sur un signal
bruité et non bruité



Amplitude normalisée $\approx 1.0076E+00$
 Fréquence de résolution = $5.0000E-02$ Hz
 Demi fréquence d'échantillonnage = $6.40E+00$ Hz = Pnts 120



Fréquence de résolution = $5.0000E-02$ Hz
 Demi fréquence d'échantillonnage = $6.40E+00$ Hz = Pnts 120



Amplitude normalisée $\approx 3.1000E-01$
 Période d'échantillonnage = $7.6125E-02$ SEC

Fig.44 : caractéristiques fréquentielles et impulsionnelles du filtre RIF réalisé

c-réalisation du filtre RII

Comme déjà cité, une méthode directe pour calculer les coefficients du filtre RII consiste à faire appel à des fonctions modèles, utilisées pour le calcul des filtres analogiques et à associer une transformation appropriée permettant :

- le passage de l'axe imaginaire au cercle unité,
- la transformation de la fonction rationnelle en p , en fonction rationnelle en z ,
- la conservation de la stabilité.

La transformation homographique couramment appelée transformation bilinéaire possède ces propriétés [36].

Elle réalise :

$$F(p) \implies F^*(z) = F\left(-\frac{z-1}{z+1}\right) \quad (19)$$

Au point $z = \exp(j\omega T_e)$, du cercle unité, correspond p tel que :

$$p = j \cdot \frac{\omega T_e}{2} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\omega T_e}{2}\right) \quad (20)$$

L'expression (20) permet d'établir une correspondance entre la fréquence de coupure du filtre analogique et celle du filtre numérique.

La procédure de calcul se résume en trois points :

- choix d'une fonction de transfert répondant au gabarit fixé,
- adaptation des deux domaines de fréquence de manière à satisfaire la fréquence de coupure du filtre digital :

$$F(p) \xrightarrow{p} F(\omega c) \quad \text{avec } \omega' c = \operatorname{tg}(\omega c T_e / 2)$$

avec $\omega' c = \operatorname{tg}(\omega c T_e / 2)$ où $\omega c, \omega' c$ correspondent respec-

tivement aux fréquences de coupure du filtre digital et analogique ,

- transformation du plan p au plan z à l'aide de (19).

Pour choisir la fonction modèle répondant au gabarit établi , nous avons tiré profit de l'étude du début de ce chapitre qui avait servi au calcul du filtre analogique .

L'ordre du filtre peut être déterminé de deux manières :

- par des considérations sur la fonction de transfert $F(p)$ et les ondulations permises telles que :

$$|F(p_1)| \geq (1-\delta_1)^2 \text{ et } |F(p_2)| \leq \delta^2 ;$$

où p_1 et p_2 correspondent respectivement aux fréquences de la bande de transition f_1 et f_2 ,

- par l'analyse qualitative des fonctions modèles et la simulation .

Dans notre cas , nous avons retenu la deuxième possibilité évitant ainsi des calculs longs et parfois injustifiés .

L'analyse des tracés des fonctions de transfert donnés en début de chapitre (annexe) amène les constatations suivantes :

- les filtres de Bessel nécessitent l'ordre le plus élevé pour
- les filtres de Chebyshev et de Cauer , même s'ils présentent la "cassure" la plus raide pour un ordre intéressant (deux) conduisent à des ondulations en bande passante d'amplitudes variables .

Ceci limite notre choix aux filtres de Butterworth et de Legendre dont les ondulations en bande passante sont nulles .

La comparaison de leurs caractéristiques respectives a permis d'arrêter notre choix sur le filtre de Legendre : pour le même ordre de la fonction de transfert , il présente la cassure la plus avantageuse .

La déduction de l'ordre nécessaire a été facilitée par la simulation . Les courbes obtenues (figure 46a) pour $n=2,3$ et 4 , montrent que l'ordre le plus "économique" répondant au gabarit

initial correspond à $n=3$. La réponse impulsionnelle (figure 46b) tend vers zéro quand $w \rightarrow \infty$; d'où une stabilité assurée pour le filtre recherché. Un avantage non moins important apparaît par ailleurs : la linéarité de la phase en bande passante (figure 46c). Ces considérations nous ont conduit à une fonction de transfert de la forme :

$$F(p) = \frac{1}{a_0 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2 + a_3 \cdot p^3}$$

avec $a_0=1$, $a_1=2.3537$, $a_2=2.27$, $a_3=1.7319$

L'application de la transformation bilinéaire avec une adaptation en fréquence $\omega_a'c=8 \cdot 10^4$ donne :

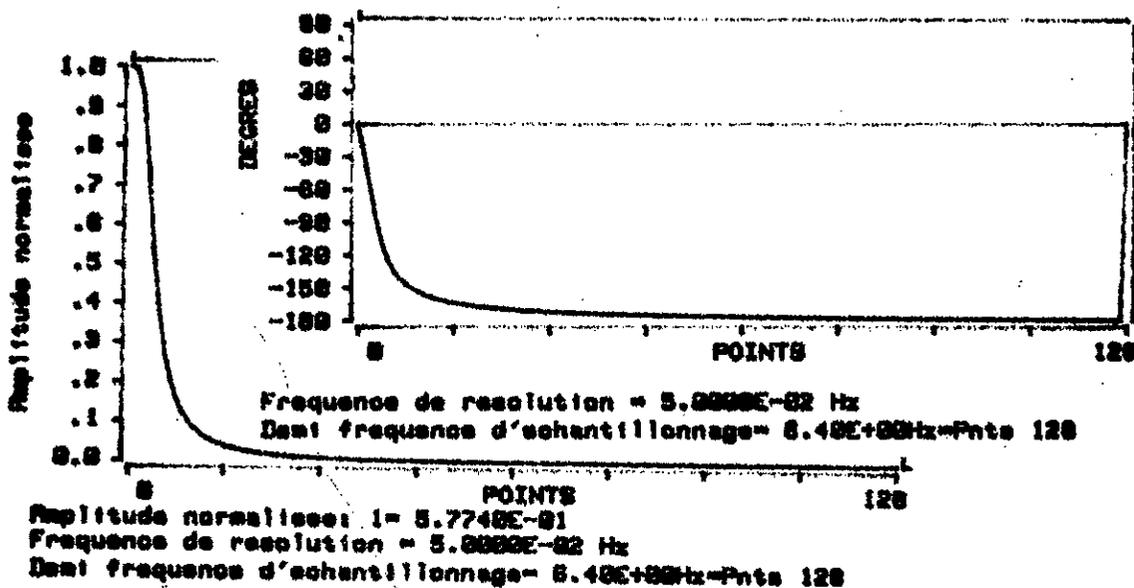
$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + b_3 \cdot z^{-3}}{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3}}$$

a_i et b_i sont donnés par le tableau (2).

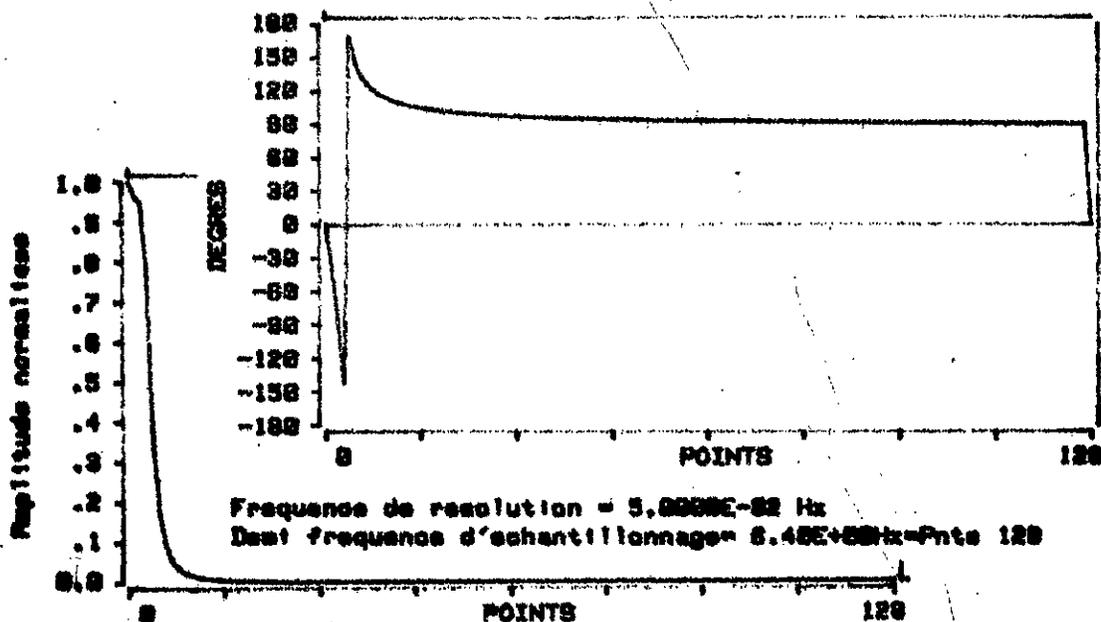
L'équation de récurrence résultante s'écrit :

$$S(n) = N(n) + 3 \cdot N(n-1) + 3 \cdot N(n-2) + N(n-3) + D(n)$$

avec $D(n) = -2.8957 \cdot S(n-1) + 2.7976 \cdot S(n-2) - 0.9027 \cdot S(n-3)$

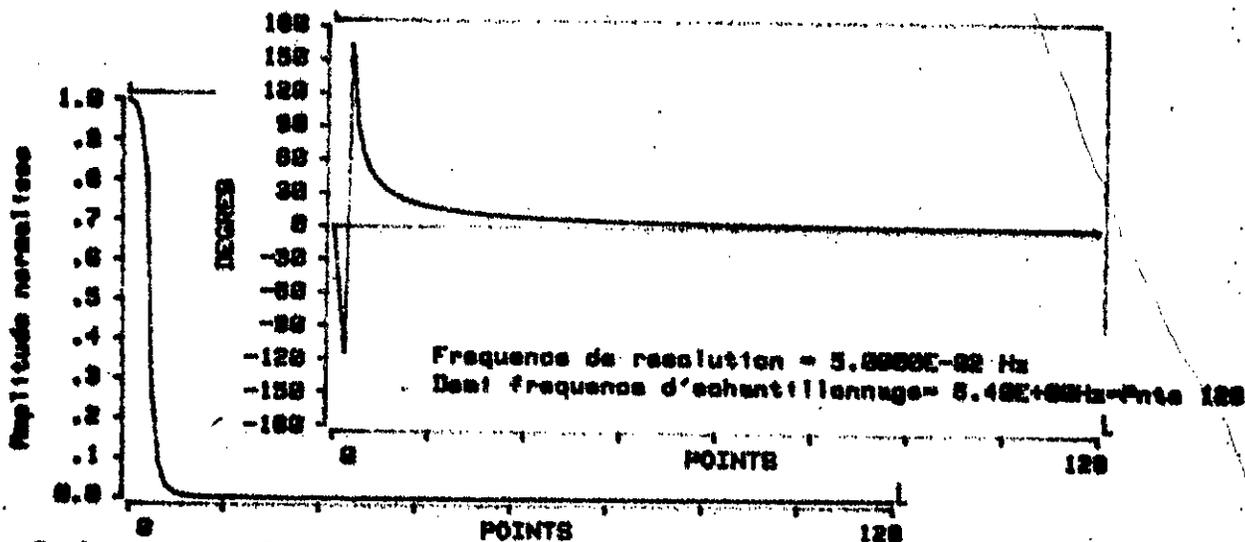


(a)



Amplitude normalisée; $I = 1.0000E+00$
 Frequence de resolution = $5.0000E-02$ Hz
 Demi frequence d'echantillonnage = $6.40E+00$ Hz = Pnts 128

(b)



Amplitude normalisée; $I = 1.0000E+00$
 Frequence de resolution = $5.0000E-02$ Hz
 Demi frequence d'echantillonnage = $6.40E+00$ Hz = Pnts 128

(c)

Fig.46 : caractéristiques fréquentielles du filtre RII pour $n=2$ (a) , 3 (b) et 4 (c).

d- filtre retenu

Les deux types de filtre réalisés , RII et RIF , répondent au gaparit fixé . La question de choix entre ces deux

approches réside essentiellement dans l'évaluation du nombre de coefficients nécessaires ; donc du nombre de multiplications .

Le filtre RIF obtenu , même s'il présente une symétrie dans la réponse impulsionnelle (division par deux du nombre de multiplications) nécessite un nombre de coefficients double par rapport au filtre RII . Sachant par ailleurs que la stabilité et la phase linéaire assurés , nous avons retenu le filtre RII .

Il reste donc à choisir une structure de réalisation adaptée permettant la réduction de la puissance du bruit de calcul .

e- structure de réalisation

On retient essentiellement deux structures de réalisation : directe et décomposée .

La première , application directe de l'équation de récurrence du filtre , est peu utilisée en raison de difficultés de réalisation liées à la limitation du nombre de bits des coefficients [42] .

La deuxième par contre , en plus de sa modularité , présente des caractéristiques avantageuses de faible sensibilité aux arrondis des coefficients et au bruit de calcul [49] .

Dans ce dernier cas , la fonction de transfert $H(z)$ est décomposée en sommes ou en produits de fonctions élémentaires du premier ou du second ordre réalisées séparément .

Cette décomposition mène à deux sous structures : parallèle et cascade .

Le choix de l'une ou l'autre de ces sous structures est conditionné par un nombre de bits minimal , c'est à dire par celle qui présente une faible sensibilité à l'arrondi . Cet arrondi , dû à la limitation du nombre de bits des coefficients modifie la fonction de transfert en introduisant des polynômes parasites telle que :

$$H_r(z) = \frac{N(z) + E_n(z)}{D(z) + E_d(z)}$$

La conséquence de cet arrondi peut être analysée séparément pour le numérateur et le dénominateur de la fonction de transfert en considérant la bande affaiblie d'une part et la bande passante de l'autre (les pôles déterminant la réponse du filtre en bande passante et les zéros en bande affaiblie).

On montre [42] que la structure cascade est celle qui permet de représenter les coefficients du filtre RII avec le nombre de bits le plus faible.

En effet, l'erreur sur la fonction de transfert, notée $E(w)$, est comparable pour les deux structures en bande passante :

$$|E_p(w)| = |E_c(w)| \leq \sum_{i=1}^n \frac{1}{|D_i(w)|}$$

où $D_i(w)$ est le dénominateur de la fonction élémentaire $H_i(w)$. Par contre en bande affaiblie, elle est beaucoup plus grande pour la structure parallèle [42] :

$$E_c(w) = \sum_{i=1}^n \frac{E_i(w)}{N_i(w)}$$

$$E_p(w) = \sum_{i=1}^n \frac{E_i(w)}{N_i(w)} \cdot \prod_{j=1}^n \frac{D_j(w)}{N_j(w)}$$

$\prod_{j=1}^n \frac{D_j(w)}{N_j(w)}$ prenant des valeurs beaucoup plus grande que l'unité (au voisinage des zéros du filtre).

Il en résulte que la structure parallèle est plus sensible aux erreurs d'arrondis que la structure cascade ; d'où l'utilisation de cette dernière.

La décomposition de la fonction de transfert $H(z)$ de notre filtre en fonctions élémentaires conduit à la forme :

$$H(z) = \frac{1 - z^{-1} \quad 1 + 3 \cdot z^{-1} + 3 \cdot z^{-2} + z^{-3}}{1 + 0.952z^{-1} \quad 1 + 2.8957 \cdot z^{-1} - 2.7976 \cdot z^{-2}}$$

f- Mise en oeuvre

Le choix de la structure de réalisation étant faite, il reste alors à écrire et à exploiter un programme de calcul correspondant à une succession de tâches telles que le stockage des coefficients en mémoire et l'exécution d'opérations (addition, multiplication et décalage).

Les performances du filtre obtenues sont conditionnées par l'incidence de la limitation du nombre de bits dans la représentation des coefficients, sur les caractéristiques de départ, et par la puissance du bruit de calcul induit.

Pour minimiser ces influences et conserver ainsi les caractéristiques de la fonction de transfert en z , il est nécessaire :

- de choisir un nombre de bits minimal qui permette de satisfaire aux contraintes de la fonction de filtrage.
- de constituer la cascade des cellules de façon à minimiser le bruit de calcul total.

En général [44], c'est le dénominateur de la fonction $H(z)$ qui impose le nombre de bits des coefficients. Les pôles de cette fonction doivent rester à l'intérieur du cercle unité, dans le plan complexe.

La limitation à b bits par échantillon correspond pour les coefficients à une quantification avec un échelon q tel que $q = 2^{b-1}$. L'erreur qui en résulte sur la fonction de transfert est évaluée par [42] :

$$|E(\omega)| = \frac{q}{2 \delta f \cdot 2 \cdot \sin(2\pi \cdot \frac{f_1}{f_c})} \quad (21)$$

Si l'on désigne δ_1 et δ_{10} les ondulations avant et après la limitation du nombre de bits des coefficients, on peut écrire :

$$|E(w)| \leq \delta_1 - \delta_{10} \quad (22)$$

De la combinaison des expressions (21) et (22) , on déduit :

$$bc = \log \left(\frac{1}{\delta_1 - \delta_{10}} \right) + \log \left(\frac{f_e}{\delta f \cdot 2 \cdot \sin(2\pi \cdot \frac{f_1}{f_e})} \right)$$

Cette égalité exprime le nombre de bits nécessaire pour les coefficients qui permet un écart d'ondulation égal à $\delta_1 - \delta_{10}$.

Sachant dans notre cas $f_e = 12.5$ Hz , $\delta f = 0.3$ Hz et $f_1 = 0.2$ Hz et si l'on tolère $\delta_1 - \delta_{10} = 0.05$, on déduit $bc \approx 16$ bits .

Il est important de constituer la cascade des cellules de façon à minimiser le bruit de calcul total . On peut agir sur trois paramètres :

- la combinaison des pôles et des zéros pour constituer une cellule .
- l'ordre dans lequel sont rangées les cellules .
- le facteur d'échelle affecté à chaque cellule .

La combinaison des pôles et des zéros mène à limiter le bruit total en sortie du filtre de puissance :

$$P_{tb} = P_{be} \left[\begin{array}{c|c} 1 & N/2 \\ \hline & \vdots \\ & i=1 \\ \hline 0 & D_i \end{array} \right]^2 df$$

où P_{be} correspond au bruit de quantification du signal d'entrée .

Cette limitation consiste à minimiser chacun des facteurs N_i/D_i et en particulier à obtenir la plus faible valeur pour chaque facteur. Cette condition est approximativement remplie par la procédure [42] simple qui consiste à associer au pôle le plus proche du cercle unité le zéro le plus voisin; aux pôles suivants, les zéros restants les plus voisins .

Dans notre cas , la figure 47 montre la combinaison réalisée . La cellule qui a la plus forte contribution au bruit total est souvent celle qui correspond à l'ordre le plus élevé [44] , il peut être intéressant de le mettre en début de chaîne pour que le bruit subisse la fonction de filtrage des cellules suivantes .

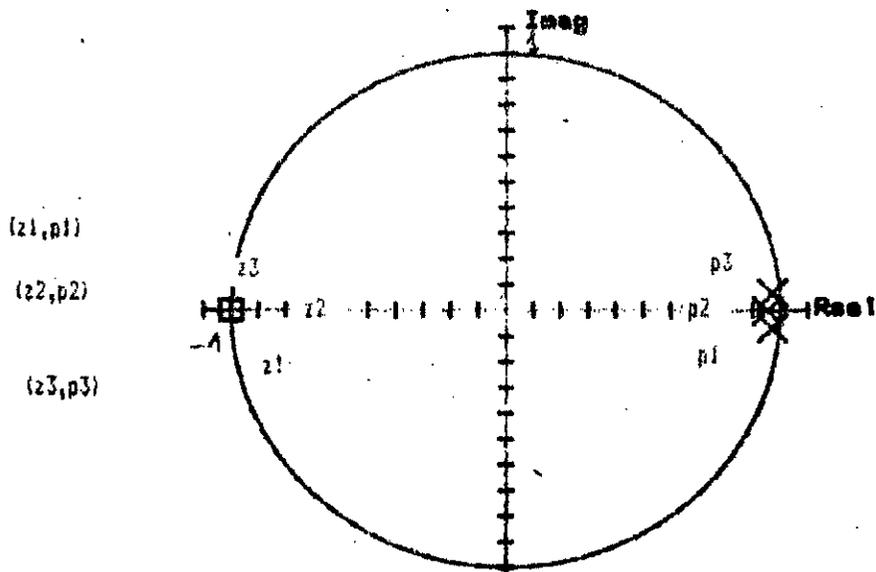


Fig.47 : Combinaison des cascades

Ceci conduit à interconnecter les cellules par ordre décroissant .

Le facteur d'échelle commande le cadrage des nombres dans la mémoire de données interne . Le mot de cette mémoire fait que l'amplitude du signal à l'intérieur du filtre est limitée à une valeur V_m qui est une amplitude d'écrêtage . Si cette limite est atteinte , il en résulte une distorsion harmonique du signal ; ce qu'il faut évidemment éviter .

Le signal $x(n)$ appliqué à la première cellule doit avoir une amplitude telle que , multipliée par le gain de cette cellule , elle ne conduise pas à un écrêtage inadmissible ; par suite , il faut le multiplier par un facteur d'échelle préliminaire a_0 pour réaliser $x(n) \leq V_m$.

Si $y_1(n)$ désigne les nombres en sortie de la cellule de fonction de transfert $1/D_1(w)$ et si $h(k)$ est sa réponse impulsionnelle , on peut écrire [42]:

$$|y_1(n)| \leq a_0 \cdot A_m \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(k)|$$

Par ailleurs, pour une cellule à pôles complexe de coordonnées polaires (r, θ) , la somme des termes en valeur absolue de la réponse impulsionnelle est bornée par [42] :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(k)| \leq \frac{1}{(1-r^2) \cdot \sin(\theta)} = \max_i \left(\frac{1}{D_i(\omega)} \right)$$

En prenant $a^0 = (1-r^2) \cdot \sin(\theta)$, on garantit l'inégalité $y(n) \leq V_m$. Le problème de cadrage des nombres revient donc à associer à chaque cellule de rang i , un facteur d'échelle $a^i = (1-r_i^2) \sin(\theta_i)$. Dans notre cas, à la fonction de transfert $H(z)$ est associé deux pôles P_1 et P_2 . On déduit les deux facteurs d'échelle nécessaires pour éviter l'écrêtage :

$$a_0 = 7.03 \cdot 10^{-2} \text{ et } a_1 = 1$$

D'où finalement la structure du filtre représentant $H(z)$ figure 48

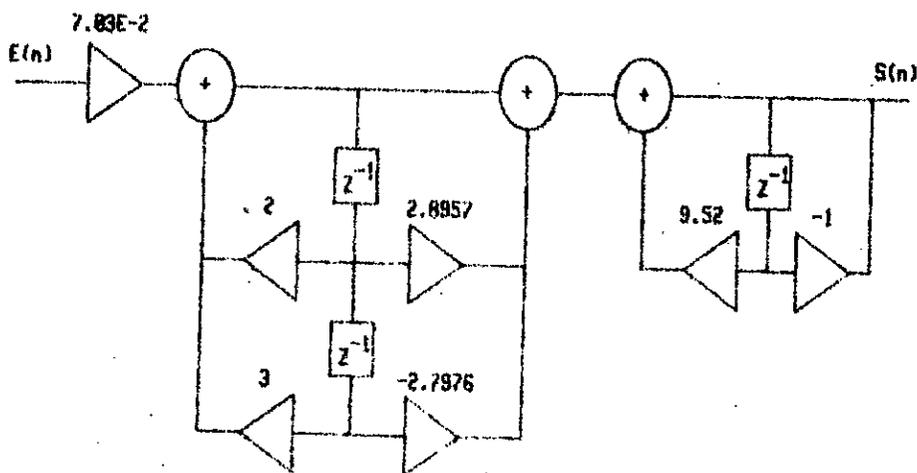


Fig.48 : structure du filtre d'extraction.

II-3-3-3 Essais et résultats

Sachant d'une part que le microprocesseur utilisé nécessite un temps d'exécution de l'ordre de 60µs pour la multiplication et 10µs pour l'addition sur des mots de 16 bits et par ailleurs, que l'opération de filtrage im-

pose sept multiplications et cinq additions , le temps nécessaire pour l'exécution d'une séquence de filtrage a été estimé à 23 ms . Ceci permet une execution temps réel du programme vu que la période d'échantillonnage est de 80 ms et que le filtre est récursif .

La mise en oeuvre de ce filtre a conduit à l'enveloppe figure 49 . Il a été choisi dans ce test l'écart le plus faible possible entre la pression systolique et diastolique pour vérifier l'hypothèse sur la bande de transition . Cette figure montre une extraction d'enveloppe avec un lissage visible des crêtes parasites ; les ondulations résiduelles sont atténuées .

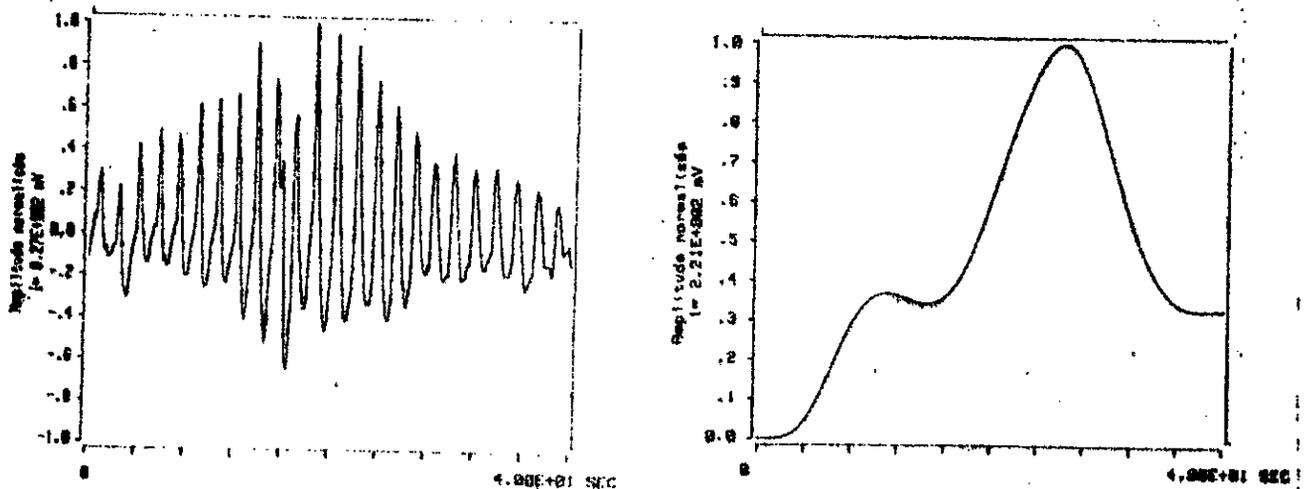


Fig.49 : signal physiologique et son enveloppe extraite à l'aide du démodulateur numérique.

II-3-3-4 Performances en présence d'artéfacts

En présence d'artéfacts , le signal physiologique à l'entrée du démodulateur peut s'écrire :

$$S^*(t) = S_p(t) + n(t)$$

où $n(t)$ désigne le bruit dû aux artéfacts ..

Si l'on écrit :

$$n(t) = a_n(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \alpha_p) - b_n \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \alpha_p)$$

Deux considérations peuvent être envisagées pour évaluer, dans notre cas, les performances de l'extraction de l'enveloppe recherchée par détection d'enveloppe :

- la fréquence f de modulation,
- le spectre de l'enveloppe $a(t)$.

Comme les tests l'ont montré, la comparaison des spectres des signaux $S_p(t)$ et non bruité, pris sur le même sujet, révèle un spectre parasite au delà de 0.5Hz (figure 44). Ce qui élimine complètement le cas de la contamination de l'enveloppe par des artéfacts isolés sachant une bande de filtrage limitée à 0.2 Hz et réalise ainsi un rapport signal sur bruit favorable.

La mise en oeuvre de la démodulation réalisée sur de tels signaux (figure 50) confirme l'analyse effectuée.

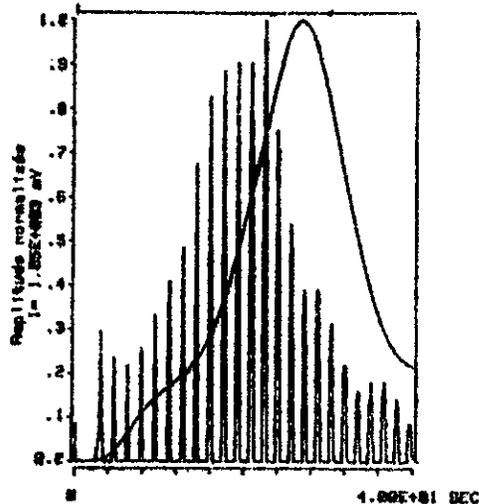


Fig.50 : extraction d'enveloppe d'un signal présentant des artéfacts.

II-4 Dédution des pressions caractéristiques

Comme cité antérieurement les pressions systolique, diastolique et moyenne correspondent aux points d'inflexion et au maximum de l'enveloppe des oscillations (figure 10).

Ceci implique donc la mise en oeuvre d'opérateurs de dérivation (calcul de la seconde dérivée) [50].

Diverses méthodes peuvent être utilisées [51]..[56]. Les critères de choix de l'une d'entre elles sont la bande passante permise comparée à celle du signal à dériver (une bande passante plus grande peut engendrer un bruit additionnel) et le temps de calcul nécessaire.

Deux voies ont été envisagées :

- calcul à partir de polynômes d'interpolation [36],[58],
- le filtrage [36],[56].

II-4-1 Calcul à partir de polynômes d'interpolation

Par $n+1$ échantillons, il est possible de faire passer qu'un seul polynôme de degré n [58]. Cette approche peut être utilisée pour obtenir une approximation de l'enveloppe et par là, sa dérivée seconde.

Quatre polynômes d'interpolation ont été utilisés [50] :

Newton-côtes, Taylor, Lagrange et Fourier.

Les résultats obtenus sont illustrés figure 51 :

Les conclusions suivantes ont été tirées :

- la méthode de Newton même s'il présente un temps d'exécution réduit nécessite une capacité relativement plus importante pour le calcul des différents coefficients du polynôme d'interpolation. Par ailleurs, les premières et dernières valeurs du polynôme d'interpolation et de sa dérivée sont erronées.
- les méthodes de Lagrange et de Fourier présentent l'inconvénient d'une occupation mémoire la plus importante et d'un temps de calcul long.
- la méthode de Taylor conduit à une forme facilement programmable et une occupation mémoire réduite. Néanmoins, elle conduit à des ondulations de la dérivée ; ce qui nécessite un filtrage passe bas supplémentaire (lissage) [59].

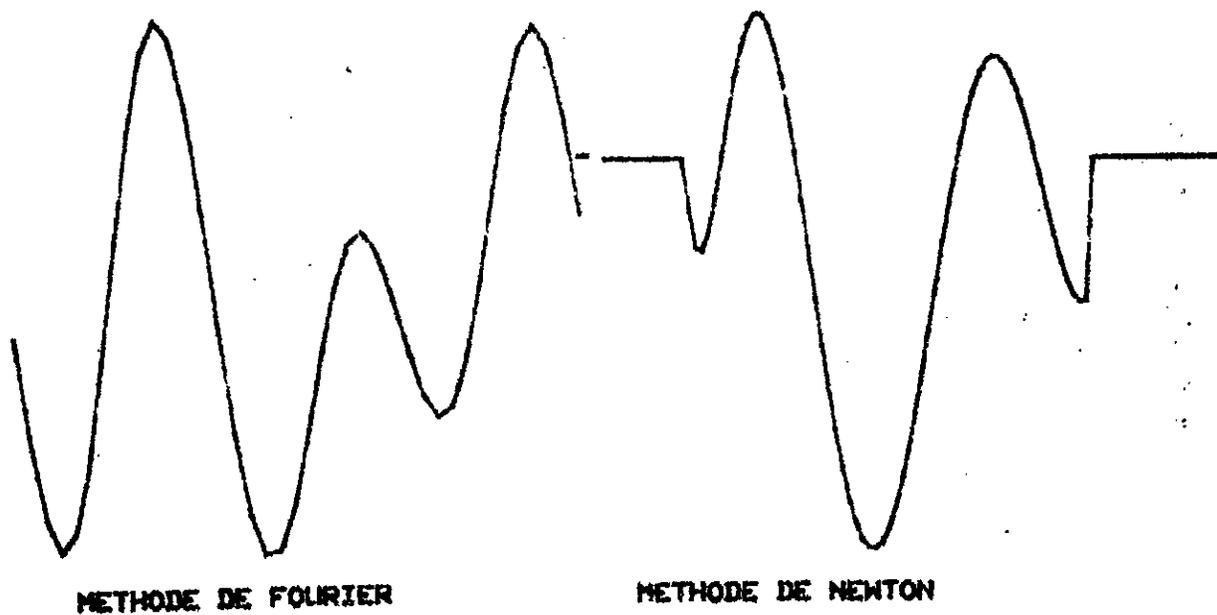
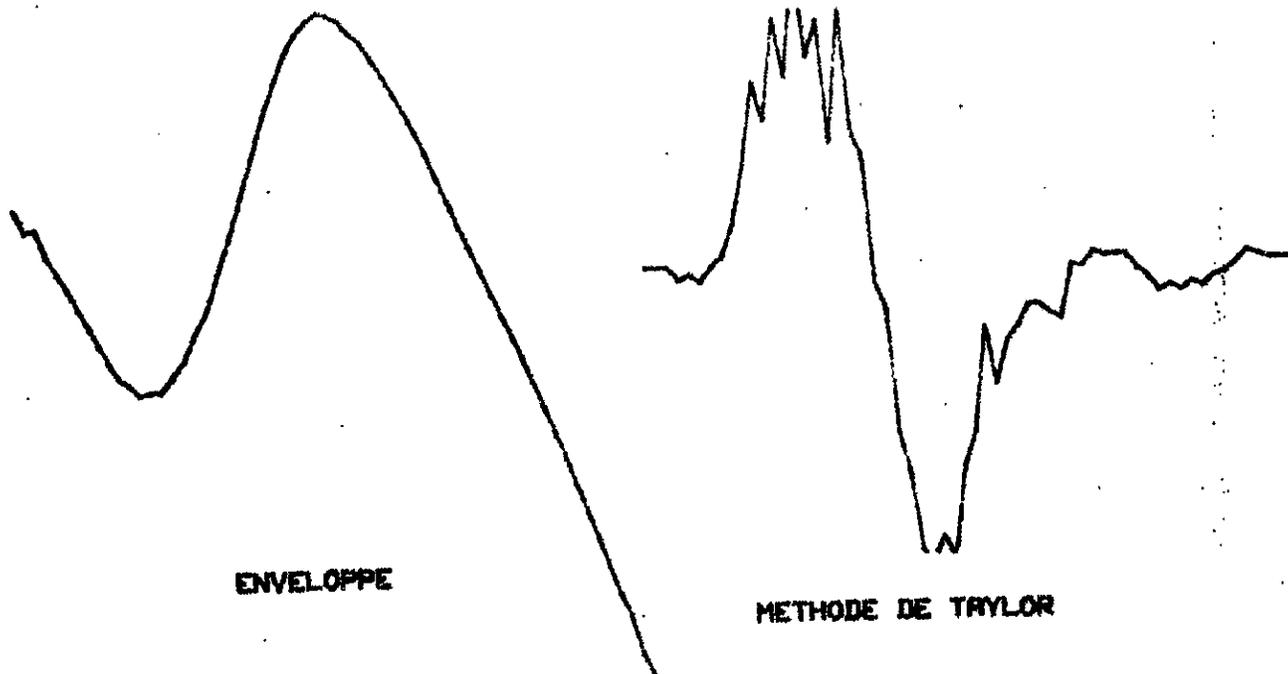


Fig.51 : dérivation à l'aide de polynômes d'interpolation.

II-4-2 Filtrage

La dérivée seconde peut être obtenue par la mise en cascade de deux filtres dérivateurs du premier ordre. Leur caractéristique fréquentielle idéale est caractérisée par une droite de pente égale à 45° . Cependant cette caractéristique pour un signal à bande limitée peut causer une amplification d'un bruit de plus hautes fréquences ; ce qui fait préférer les filtres dérivateurs à bande limitée [56].

Pour obtenir un tel filtre, nous avons utilisé une approximation polynomiale au sens des moindres carrés sur des segments [60] de longueur $2l+1$ échantillons (Fig.52). Nous générons ainsi une suite de segments S_i de pente m_i et d'abscisse à l'origine c_i . Les coefficients m_i et c_i sont calculés en minimisant l'écart quadratique moyen entre la suite des $2l+1$ échantillons y_i de l'enveloppe du signal et la droite s_i :

$$E^2 = \sum_{n=-l}^l (Y_{n+l} - P_i \cdot n \cdot T_e - c_i)^2$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

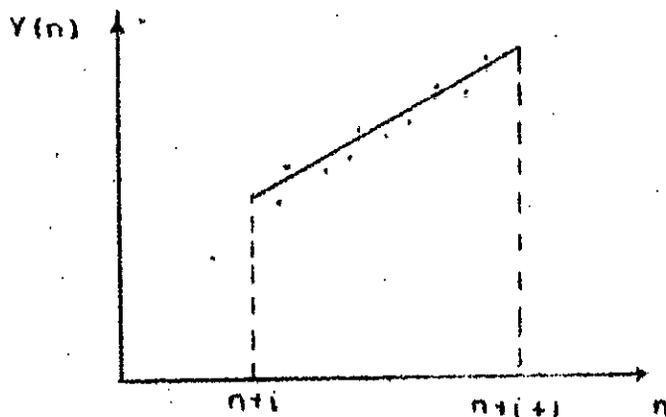


Fig.52 : principe de la segmentation

L'écart E_i est minimal si ses dérivées par rapport aux coefficients recherchés est nul ; c'est à dire :

$$\frac{\delta E_i^2}{\delta m_i^2} = 0$$

Le calcul donne:

$$m_i = \frac{3}{1(1+1)(21+1)} \sum_{n=-1}^1 n \cdot Y_{n+1} = K \sum_{n=-1}^1 n \cdot Y_{n+1}$$

Cette équation conduit à une fonction de transfert en z de la forme :

$$H(z) = k \sum_{n=-1}^1 n \cdot z^{-n}$$

Son tracé par diverses valeurs de k a conduit à déterminer un ordre optimal égal à 2 (figure 53a) . On obtient ainsi un filtre stable ($h_n \rightarrow 0$), à déphasage nul, à bande limitée et dont la forme de l'équation de récurrence divise par deux le nombre de multiplications:

$$m(i) = \sum_{n=-1}^1 n \cdot y(n+1) = \sum_{n=1}^2 n \cdot (y(n+1) - y(n-1))$$

L'obtention de la seconde dérivée consiste à appliquer deux fois l'équation de récurrence i .

La mise en oeuvre de ce filtre a conduit à la dérivée illustrée figure 53b .

Commentaire

Des deux méthodes décrites, nous avons retenu pour le calcul de la dérivée, la segmentation (approximation polynomiale). Elle conduit à un filtre dérivateur simple à déphasage nul et à bande limitée.

L'équation de récurrence qui constitue l'algorithme de calcul présente une forme simple à implémenter encore simplifiée par la symétrie de la réponse impulsionnelle.

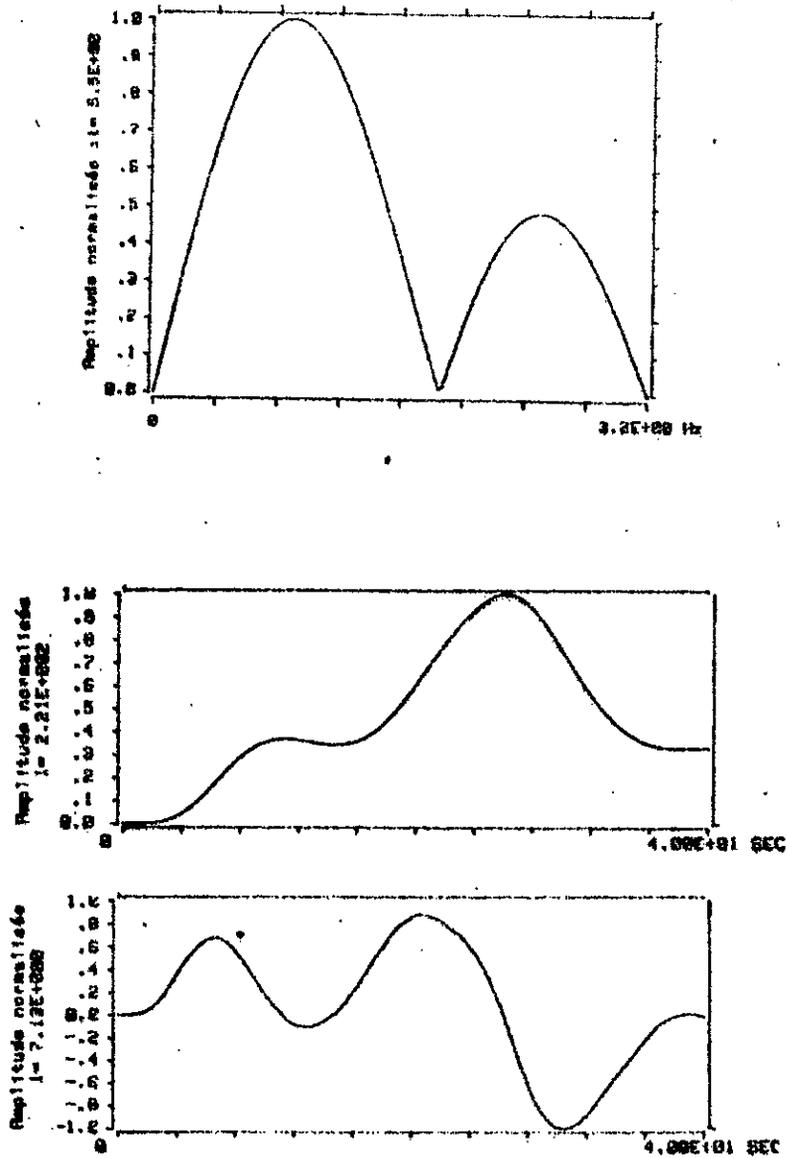


Fig.53 : filtre dérivateur (a) et enveloppe dérivée (b)

III- EXPERIMENTATION CLINIQUE

L'expérimentation clinique effectuée a pour finalité une première évaluation des algorithmes de mesure de la tension artérielle implémentés sur le système réalisé . Cette évaluation repose sur la comparaison des valeurs déduites par la méthode introduite, à celles relevées au stéthoscope .

Dans ce but , nous avons constitué une base de données à partir d'une population de 62 individus d'âges et de sexes différents . Nous avons relevé pour chaque sujet et simultanément , les valeurs prises au stéthoscope (ce dernier a été étalonné pour éviter le décalage du zéro) et les signaux nécessaires pour la déduction des valeurs recherchées . La mesure est répétée deux fois pour s'assurer de sa répétabilité .

Ce protocole de mesure nous permettra ainsi , si un écart important est constaté , de nous référer aux signaux primaires pour expliquer l'origine probable de l'erreur et le rejet éventuel de la mesure .

Il est à noter que la pression moyenne est un paramètre inaccessible par la méthode de référence .

III-1 Résultats et estimation de l'erreur

Ces résultats sont illustrés par les figures 54a,b et 55a,b respectivement pour les pressions systolique et diastolique .

D'une part , il a été construit à l'aide du calculateur hôte , la droite de regression pour chaque couple paramètre et par ailleurs, l'histogramme de la distribution de l'erreur définie par :

$$E\% = \frac{|P_{st} - P_{sy}|}{P_{st}}$$

III-2 Interprétations

Les courbes relatives à la pression systolique révèlent une concordance entre les valeurs mesurées et celles

déduites par stéthoscope : le facteur de corrélation ainsi que la pente de la droite de régression avaisient l'unité (0.91 et 0.89 respectivement) . Comme le montre l'histogramme correspondant , l'erreur moyenne obtenue est de de 5.6% .

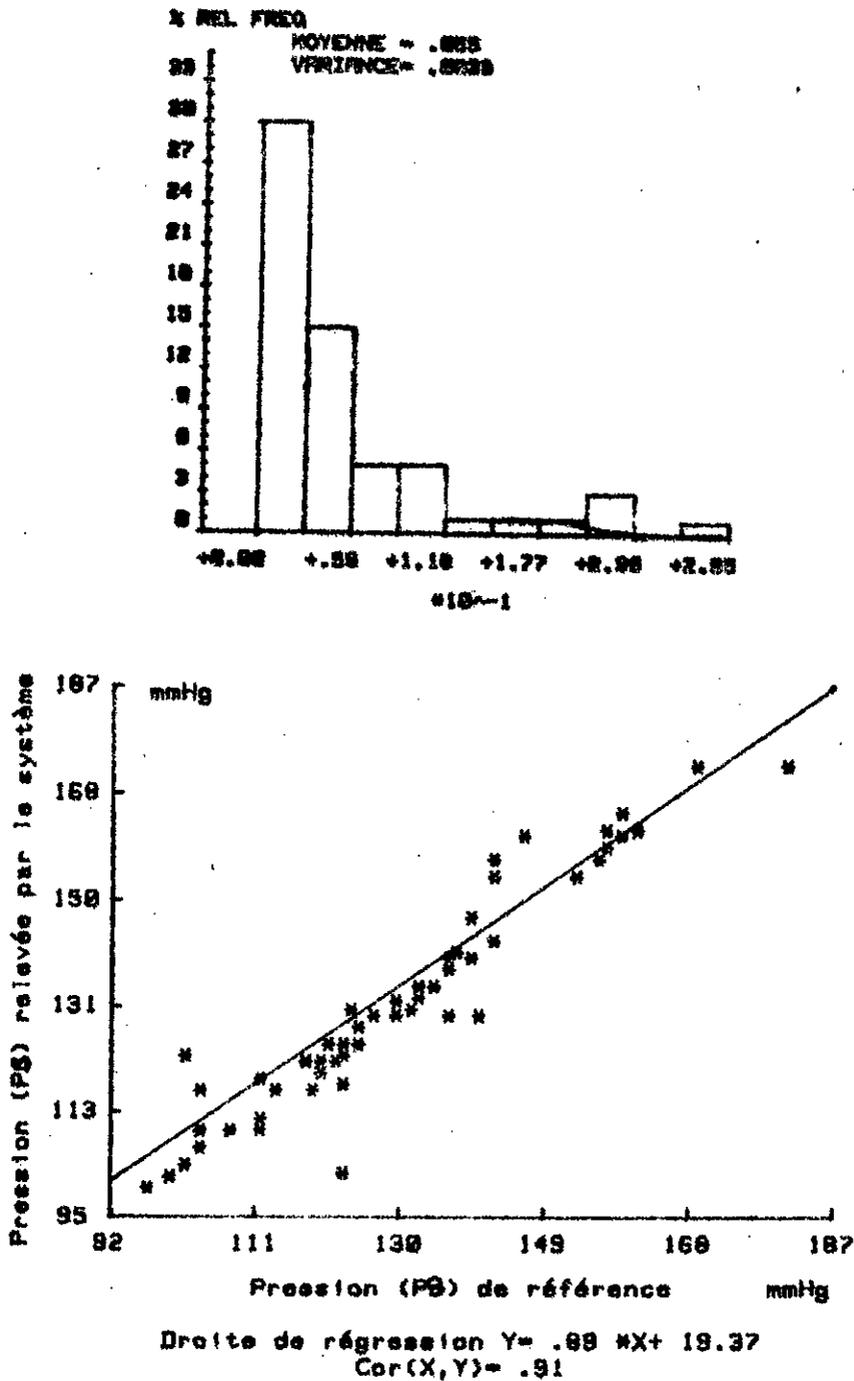


Fig.54 : résultats de comparaison pour la pression systolique

Quand à la pression diastolique, les courbes relatives font ressortir une erreur moyenne de 6.1% avec un facteur de corrélation statistique égal à 0.94. La pente de la droite de régression a été estimée à 0.9%.

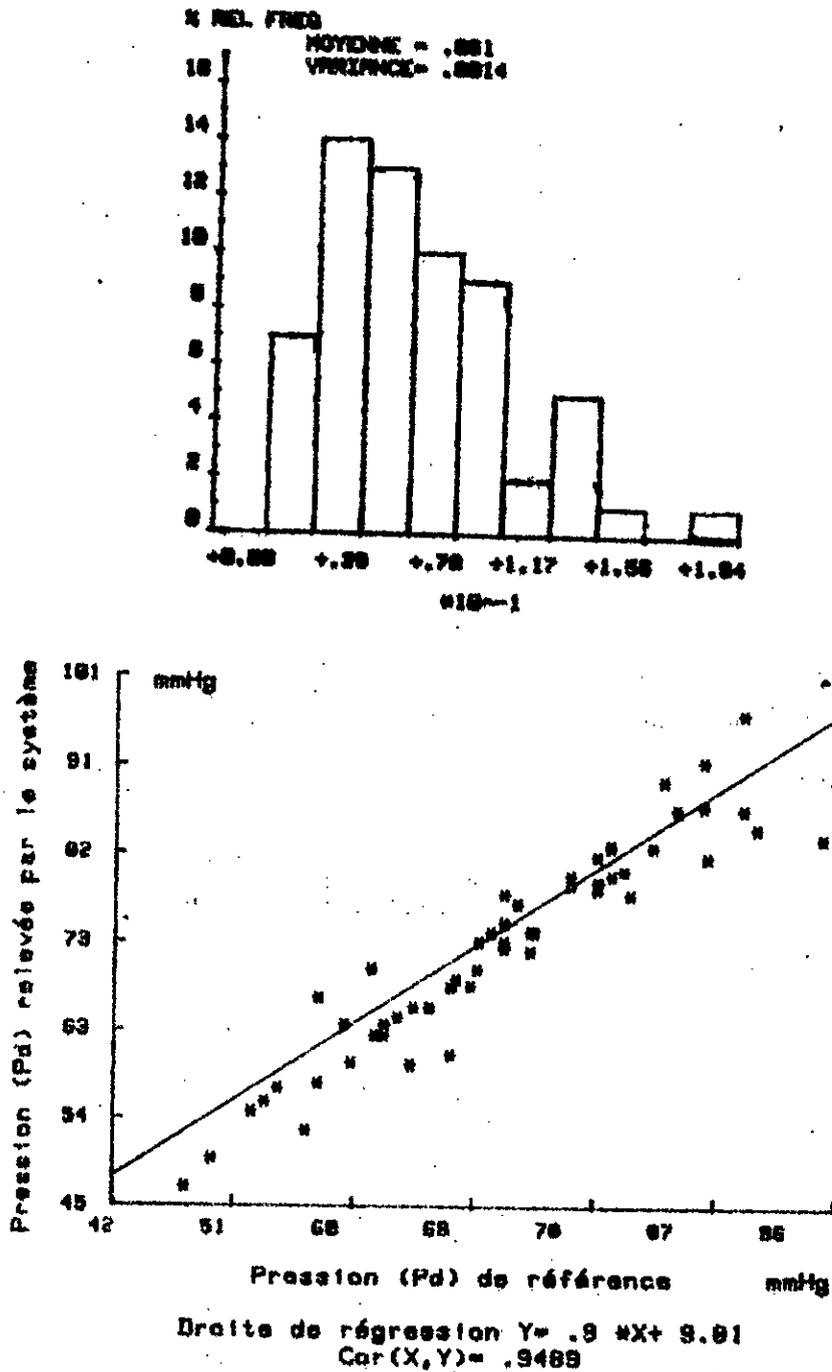


Fig.55 : résultats de comparaison pour la pression diastolique

Au vu de ces résultats , on peut conclure que le système réalisé conduit à des résultats acceptables quant à la mesure des pressions caractéristiques.

III-3 Application au relevé et à la classification des profils tensoriels

En se basant sur l'étude [22] présentée au chapitre I , nous avons orienté notre système , avec l'interaction d'un ordinateur hôte, via liaison série asynchrone prévue dans ce but , vers l'enregistrement et la classification du profil tensoriel d'un individu donné . L'enregistrement peut se faire sur des périodes et des durées programmables par l'utilisateur (Fig.56) . Les valeurs par défaut sont fixées arbitrairement à 15mn et 12h.

Il est à noter que , selon le programme implémenté sur le calculateur hôte et l'intervalle séparant deux mesures sur un même sujet , le système réalisé autorise soit :

- l'enregistrement individuel : l'ensemble des mesures effectuées étant restituées à la fin de l'enregistrement sur support externe ,
- le pilotage de plusieurs enregistrements : le calculateur se chargeant alors de la gestion de l'ensemble des données acquises ,
- la visualisation graphique de l'enregistrement et du signal physiologique $S_p(t)$.

La classification a pour objectif de lier chaque profil obtenu à l'un des principaux ensembles de profils tensoriels; ces derniers étant répartis en quatre groupes:

- les profils normaux
- les hypertensions limites et paroxystiques (p.v.p<20%)
- les hypertensions moyennes (p.v.p<80%)
- les hypertensions permanentes (p.v.p>90%)

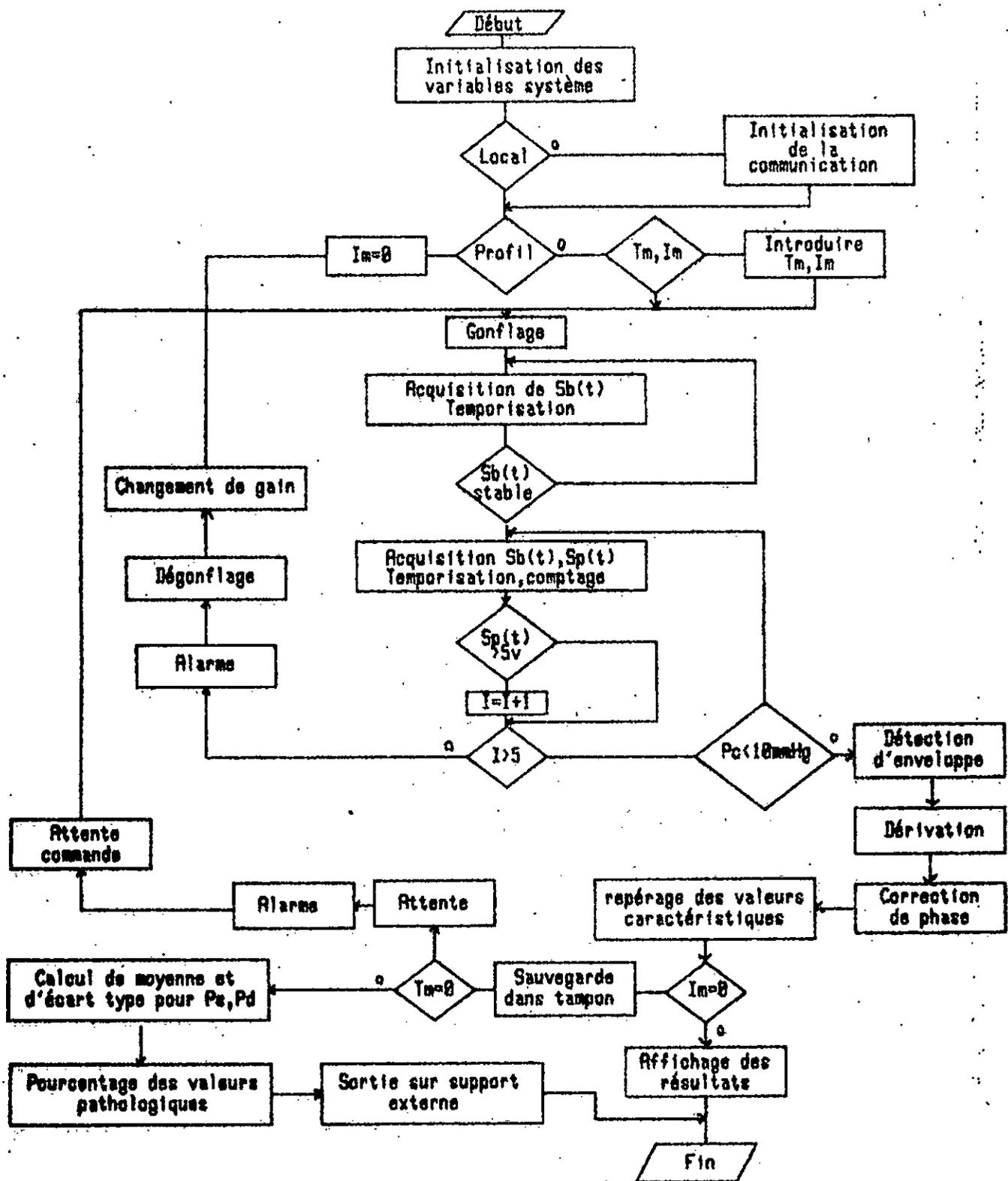


Fig.56 : organigramme général de fonctionnement du système

IV-Conclusion

Au cours de ce chapitre , nous avons développé la conception de notre système dont la structure découlait de la méthode de mesure ainsi que de celle de la séparation des signaux $S_p(t)$ et $S_b(t)$. Ceci a conduit à une structure hybride dont la partie analogique a été réduite au maximum au profit d'un traitement numérique des signaux acquis ; ce traitement étant réalisé à l'aide d'un système minimal interfacé à un module de conversion numérique .

Nous avons par ailleurs subordonné le choix d'un algorithme de traitement au modèle de l'enveloppe du signal physiologique .

Le modèle naturel , le module du signal analytique , c'est avéré inadéquat vu que pour arriver à une extraction d'enveloppe correcte , il est nécessaire d'avoir un ordre élevé . Ceci nous a fait préféré la détection d'enveloppe par démodulation numérique .

Cette dernière revenait essentiellement à la conception d'un filtre numérique passe-bas . La structure RIF a été écartée pour l'ordre élevé nécessaire quoi que conduisant de prime abord à un filtre stable .

Pour la conception du filtre RII , nous avons tenu compte essentiellement de sa stabilité , de son ordre (qui doit être le plus faible) , de sa structure de réalisation ainsi que de sa sensibilité à l'effet de troncature et d'arrondi .

Les critères de détection des pressions caractéristiques imposait le calcul de dérivée sur l'enveloppe extraite . c'est ainsi que l'analyse faite sur le type de méthode utilisée nous a permis d'opter pour un filtre dérivateur à bande limitée .

La mise en oeuvre et l'expérimentation clinique effectuée a révélé une bonne concordance entre les mesures réalisées à l'aide de notre système et celles d'un méthode de référence (bruits de Korotkov) .

La liaison série asynchrone prévue a permis de donner une orientation du système vers l'enregistrement de profils et leur classification [61] ..

CONCLUSION

Nous venons de présenter , dans cette étude , l'aspect matériel et algorithmique du système réalisé destiné à la surveillance en continu de la pression artérielle .

Des techniques déjà connues , nous avons dégagé une technique s'accordant avec les critères que nous nous sommes fixés . C'est ainsi que la technique de l'impédance pléthysmographique , même si elle offre un critère net dans la détermination de la pression diastolique , a été écartée .

L'extraction du signal à traiter dépendait du mode de dégonflage . C'est ainsi que le dégonflage par paliers , quoi que conduisant à des opérateurs simples d'extraction et de traitement , ne peut se faire que par l'augmentation de la durée de la mesure ; d'où le choix du mode de dégonflage continu .

L'étude spectrale nous a conduit à démontrer que l'opérateur optimal d'extraction est sans conteste le filtrage . Comparé aux méthodes utilisés dans le cas de l'oscillométrie , il offre un net avantage quant à la simplicité des circuits et du confort de mesure sans déformation du signal physiologique par les erreurs d'approximation . Ceci a induit la conception d'un filtre dont la synthèse a tenu compte essentiellement de l'erreur de phase .

La structure du système se distingue par la technique hybride introduite qui visait l'obtention d'un système réduit et flexible; d'où son articulation autour d'un circuit de commande et de traitement .

Les algorithmes de traitement introduits avaient pour finalité la déduction des pressions caractéristiques à partir du signal physiologique . A partir de la modélisation de ce dernier , nous avons montré que l'opérateur naturel , le module du signal analytique déduit de la transformée d'Hilbert , est inadapté eu égard au temps de calcul nécessaire (dans le cas de la convolution ou de la transformée de Fourier).

L'utilisation de la représentation d'un signal à spectre passe bande et l'analyse de la densité de puissance du signal physiologique nous ont permis d'opter pour l'extraction d'enveloppe par démodulation numérique (détection d'enveloppe).

Sa réalisation revenait essentiellement à celle d'un filtre numérique passe bas .

La structure RIF a été écartée vu l'ordre élevé nécessaire même si la stabilité du filtre est assurée de prime abord .

La structure RII mise en oeuvre a été déduite à partir de considérations sur l'ordre de sa fonction , de sa stabilité et de sa sensibilité à l'effet de troncature et d'arrondi .

Pour aboutir aux pressions caractéristiques , nous avons complété le détecteur d'enveloppe par un filtre dérivateur à bande limitée. L'équation de récurrence associée a été déduite à l'aide de la méthode de segmentation (approximation polynomiale) . Elle se caractérise par une forme simple à implémenter avec une réponse impulsionnelle symétrique (filtre cardinal).

La mise en oeuvre du système réalisé et l'expérimentation clinique effectuée a conduit à la constitution d'une base de données recueillie à partir d'un échantillon de 65 individus . Son analyse a révélée une bonne concordance entre les mesures réalisées à l'aide de notre système et celles d'une méthode de référence (bruits de Korotcoff) .

Le module de communication offre au système une orientation non moins intéressante qui conduit à des perspectives et des extensions très variées . On peut citer :

- l'analyse de la forme d'onde de pression . Pour cela , les techniques de reconnaissance de forme pourraient permettre une classification dans un but d'aide au diagnostic .
- la déduction d'autres caractéristiques cardiovasculaires telles que le débit au point de la mesure .
- la surveillance multivoies par l'adjonction d'un répartiteur pneumatique .

- la recherche de meilleurs critères d'identification des profils tensoriels .
- l'étude statistique des caractéristiques tensorielles d'une population donnée

Enfin , si l'on adopte une structure microsysteme , associée à un convertisseur de plus haute résolution , le système décrit constituerait une solution attrayante pour des mesures en ambulatoire .

ANNEXE

1- Filtre de Butterworth .

Ce filtre est une bonne approximation du filtre idéal . Ses caractéristiques d'amplitude en fréquence sont très plates dans la bande passante .

Sa fonction de transfert est déduite en considérant que pour $\omega=0$, sa fonction caractéristique et ses N premières dérivées sont nulles. Le carré du module qui en résulte est :

$$|B(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

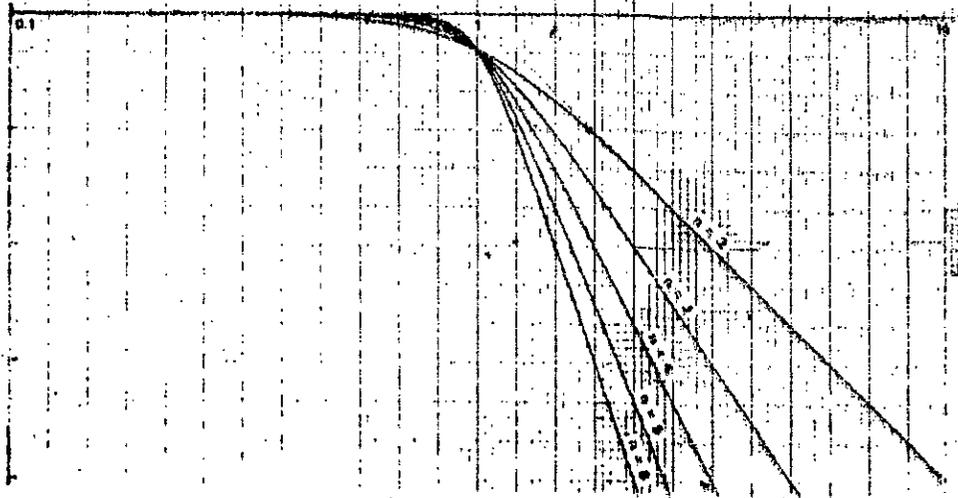
dans lequel ω_c désigne la pulsation de coupure désirée .

Dans un diagramme (Fig.A1) rapporté aux axes $|B(j\omega)|$, $\text{Log}(\omega)$, la courbe d'affaiblissement tend vers une asymptote dont l'abscisse à l'origine est $\omega=\omega_c$ et dont la pente vaut 20 db/décade ,

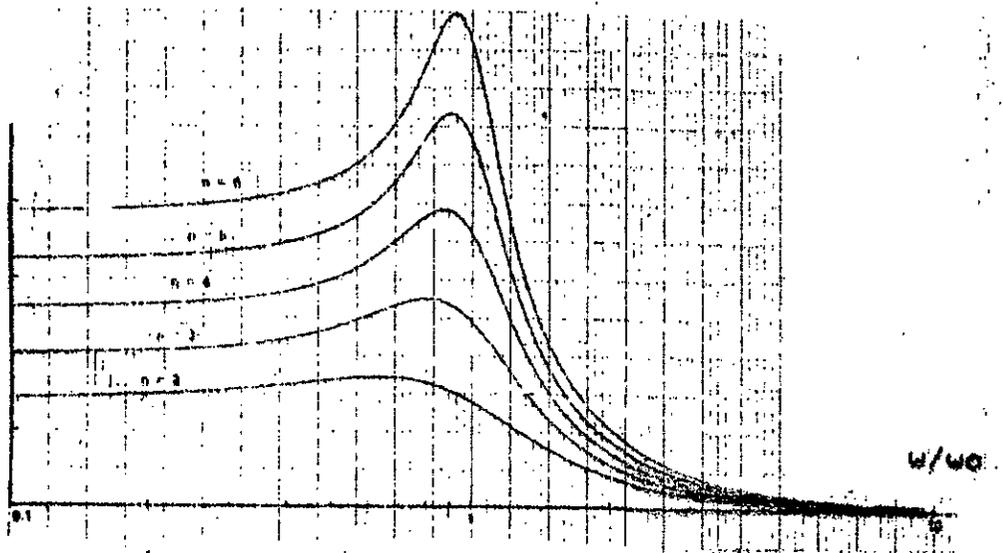
Plus le degré est élevé , plus la pente est raide et le filtre sélectif .

2- Filtre de Legendre .

De caractéristiques semblables , le filtre de Legendre répond essentiellement au désir de la pente la plus forte possible , à la fréquence de coupure . Il présente une dérivée de la fonction caractéristique positive et maximale à la coupure. D'après les valeurs tabulées de ses coefficients , les réponses en fréquence en fonction de l'ordre de ce filtre ont été tracées (Fig.A2)



(a) Amplitude

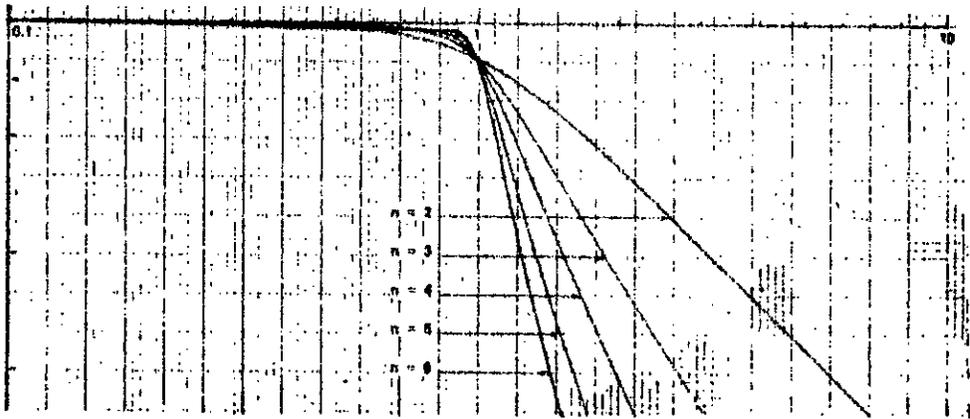


(b) Retard

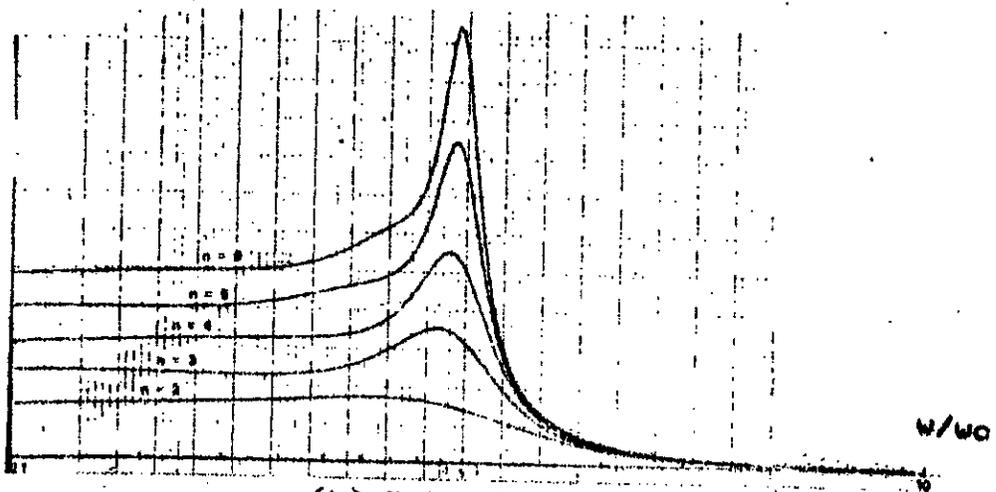
Fig.1A : fonction de transfert du filtre de Butterworth

3- Filtre de Bessel .

Lorsque le but recherché consiste à obtenir une approximation d'un retard pure et en conséquence, un temps de propagation constant, ce type de filtre est utilisé. La figure A3, obtenues comme dans le cas précédent, à partir des



(a) Amplitude



(b) Retard

Fig.A2 : Fonction de transfert du filtre de Legendre

valeurs tabulées , présentent les performances de ce filtre .
 On remarque que l'atténuation en bande coupée est faible , ce qui
 laisse la possibilité d'une utilisation sans déformation du tran-
 sitoire d'un signal .

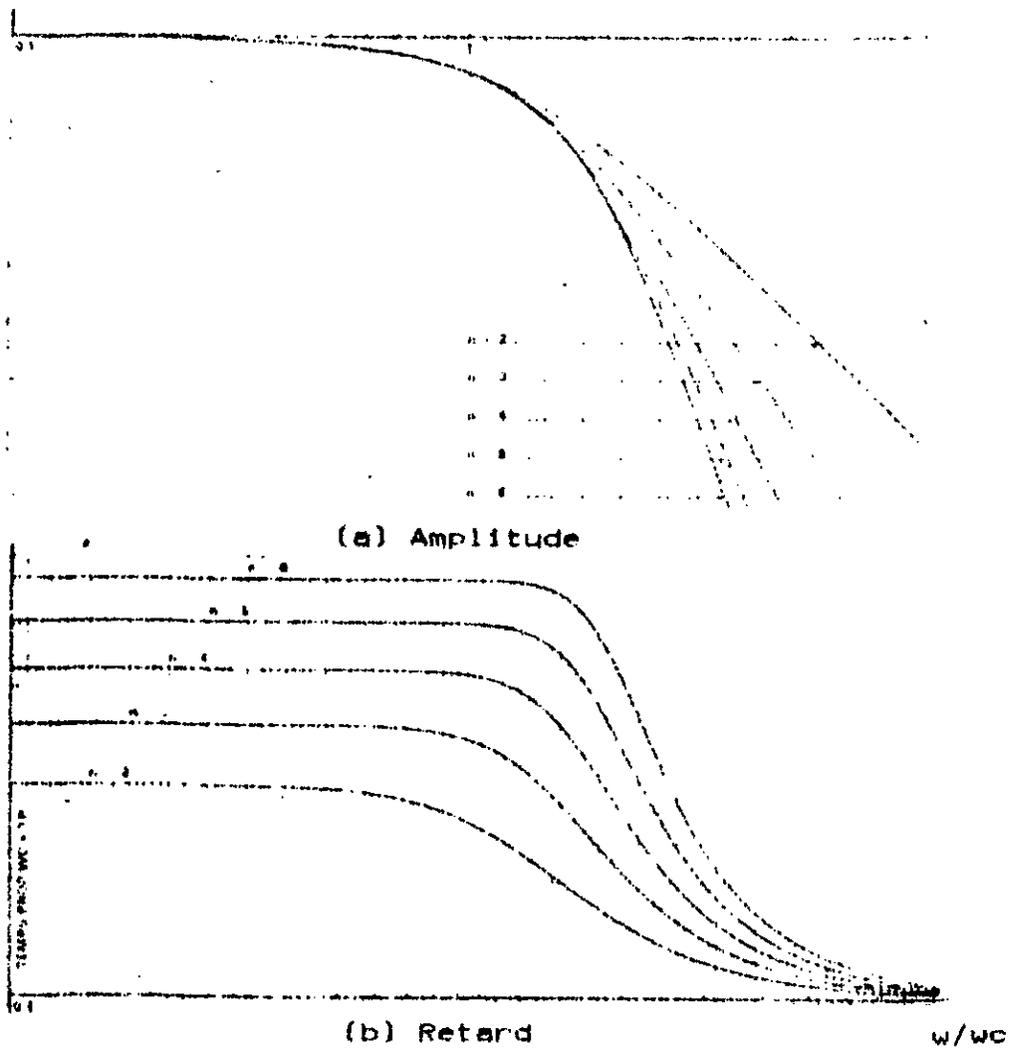
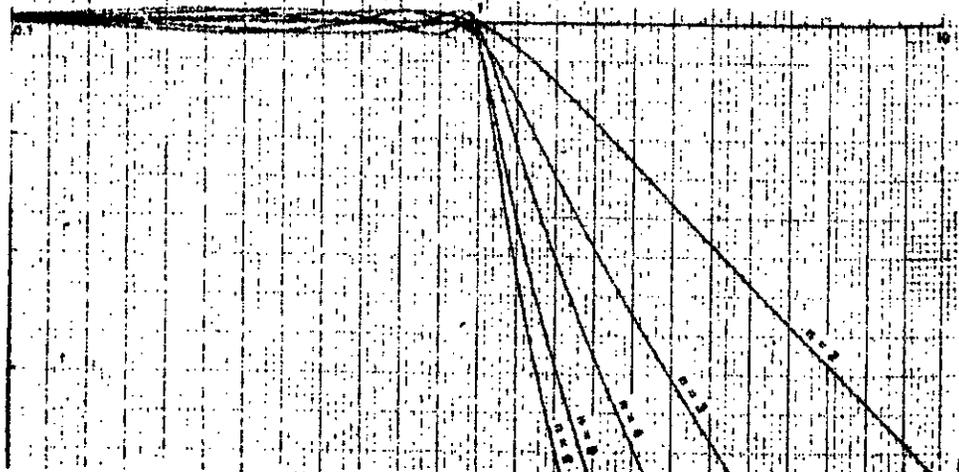


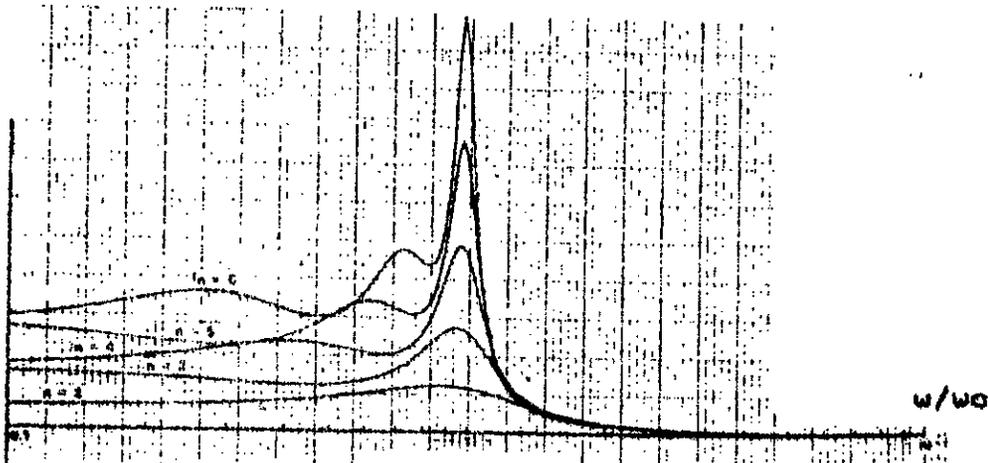
Fig.A3 : Caractéristique de transfert du filtre de Bessel

4- Filtre de Chebyshev .

Si l'on se fixe une atténuation maximale tolérée dans la bande passante , il paraît intéressant , pour réduire l'ordre du filtre , de le laisser osciller le plus nombre de fois possible dans cette bande . Pour concrétiser cette idée , les polynômes de Chebyshev sont utilisés .



(a) Amplitude



(b) Retard

Fig.A4 : Caractéristique du filtre de Chebyshev

La transmittance qui en découle est donnée par :

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)}$$

avec T_n , polynôme de Tchebyscheff d'ordre n .

En bande passante, l'affaiblissement oscille entre zéro et une valeur maximale liée à ϵ par la relation $\epsilon^2 = 10^{(m/10-1)}$.

Bien qu'il possède la coupure la plus raide de tous les filtres polynomiaux, ce filtre présente l'inconvénient d'avoir des régimes transitoires agités et un temps de propagation peu constant.

Les courbes (Fig.A4) mettent en valeurs les performances de ce filtre dans le cas d'une atténuation de 1db.