

THESE

M0005/84

Présentée à

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

pour obtenir

LE TITRE DE MAGISTER

par

Daoud BERKANI

202

**Contribution à l'analyse et au
Traitement des Signaux Sonores
Nouvelle méthode de régulation de la
dynamique par bandes de fréquences**

Soutenue le 12 Mai 1984 devant la commission d'examen

Jury

Monsieur	A.ADANE	: Président
Messieurs	B.KACPRZYNSKY	: Rapporteur
	Y.FLAMANT	: Examineurs
	A.OUABDESSELAM	
	A.TILIOUINE	

THESE

Présentée à

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

pour obtenir

LE TITRE DE MAGISTER

par

Daoud BERKANI

*Contribution à l'analyse et au
Traitement des Signaux Sonores
Nouvelle méthode de régulation de la
dynamique par bandes de fréquences*

Soutenue le 12 Mai 1984 devant la commission d'examen

Jury

Monsieur	A.ADANE	: Président
Messieurs	B.KACPRZYNSKY	: Rapporteur
	Y.FLAMANT	} : Examineurs
	A.OUABDESSELAM	
	A.TILIOUINE	

REMERCIEMENT

Je suis très heureux de pouvoir remercier Monsieur A. ADANE, Directeur de l'Institut d'Electronique de l'U.S.T.H.D. pour tous les efforts qu'il a déployés à la post-graduation d'Electronique appliquée et pour avoir bien voulu accepter la présidence de ce Jury.

Je tiens particulièrement à témoigner ma profonde gratitude à Monsieur B. KACPRYNSKY, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour les conseils judicieux qu'il m'a prodigués et pour tous les efforts qu'il a consentis pour me guider.

Mes vifs remerciements vont à Monsieur Y. FLAMANT, Professeur à l'USTH pour toute l'aide qu'il m'a apportée au cours de ce travail.

Mes remerciements très sincères et cordiaux vont aussi à Monsieur le Directeur A. OUABDESSELAM, Professeur à l'E.N.P, pour ses remarques qui m'ont permis d'affiner mon travail.

Je prie Monsieur A. TILICUINE, Directeur des études à l'Ecole Nationale Polytechnique, de croire à ma gratitude pour l'interêt qu'il a bien voulu porter à cette étude.

Je tiens à remercier tous mes collègues de travail et amis ainsi que les Agents du Département pour toute l'aide qu'il m'ont apportée.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION	1
--------------------	---

CHAPITRE I: LES SIGNAUX SONORES

1- Introduction.....	3
2- Modélisation et caractéristiques des signaux aléatoires.....	5
3- Caractéristiques de la parole.....	6
4- Particularités de la musique et de bruits musicaux.....	7
5- Le signal de radiodiffusion.....	8
6- Propriétés de la dynamique d'un signal.....	10
6.1- Influence de la dynamique sur la compréhension de la parole.....	10
6.2- Influence de la dynamique sur le rendement d'un émetteur et le rapport signal sur bruit.....	11
7- Les systèmes de commande de la dynamique actuellement employés.....	12
8- Relation entre la dynamique d'un signal et ses caractéristiques statistiques.....	13
9- Conclusion.....	16

CHAPITRE II: MISE AU POINT DU SYSTEME DE REGULATION DE LA DYNAMIQUE

1- Principe.....	17
2- Le contrôle automatique de gain.....	19
2.1- Principe.....	19
2.2- La commande hyperbolique.....	20
2.3- La commande linéaire.....	21
2.4- Application des résultats obtenus à un système de réductions de la dynamique par transmission multibande.....	22
3- Filtrage des bandes caractéristiques de fréquence.....	23
4- Mise au point des amplificateurs.....	25
5- Résumé des caractéristiques des différentes réalisations pratiques.....	26
5.1- Relevé des courbes de commande des amplificateurs à gain variable.....	26
5.2- Distorsions linéaires.....	26
5.3- Distorsions non linéaires.....	27

CHAPITRE III: ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX

1- Tracé des spectres de référence.....	29
2- Recherche d'une configuration optimale.....	30
3- Interprétation des résultats expérimentaux.....	30
3.1- Premier montage.....	30
3.2- Deuxième "	32
3.3- Troisième "	32
3.4- Quatrième "	32
3.5- Cinquième "	32
4- Recherche d'un nombre optimal de canaux.....	33
5- Conclusion.....	33

CHAPITRE IV: ANALYSE STATISTIQUE DES SIGNAUX

1- Introduction.....	34
2- Mise au point d'un dispositif de mesure de caractéristiques statistiques des signaux sonores.....	34
2.1- Visualisation de la distribution des niveaux des signaux.....	34
2.2- Analyse des dépassements.....	36
2.3- Utilisation optimale du dispositif.....	38
3.1- Comment réduire les erreurs de mesure du dispositif....	38
3.2- Choix des paramètres lors de l'analyse expérimentale.....	39
3- Résultats expérimentaux de l'analyse statistique.....	40
3.1- La densité de probabilité des signaux.....	40
3.2- Les dépassements.....	41
3.3- Relation entre l'excès d'une densité de probabilité et le facteur de pic.....	43
4- Détermination de quelques modèles de distributions des niveaux sonores.....	45
5- Conclusion.....	49
CONCLUSION.....	51

ANNEXES.

BIBLIOGRAPHIE.

INTRODUCTION

L'Objet de notre travail est l'étude de l'influence de la réduction de la dynamique des signaux sonores en vue de mettre au point, une nouvelle méthode de transmission qui n'affecte pas le naturel des sons.

Le signal à traiter peut se présenter sous forme de parole, de musique, d'un son quelconque de vie courante ou de leurs combinaisons.

La dynamique (ou gamme de variations des niveaux dynamiques) de ces signaux est une caractéristique essentielles, elle peut faciliter la compréhension, de la parole, déterminer la qualité d'une oeuvre ou d'un environnement sonore, permettre une exploitation efficace d'un canal de transmission. Cependant les signaux sonores appartiennent au domaine de l'aléas et leur dynamique est une fonction aléatoire qui à certains moments, prendre des valeurs très importantes. Ces dernières peuvent saturer le système de communication et il en résulte alors un signal de sortie qui est notablement altérés.

Pour rênédier à cet inconvénient, on a l'habitude, en radiodiffusion, d'agir manuellement sur le gain du système de communication, afin de réduire la dynamique si elle devient trop forte. Mais si les signaux à traiter sont de nature différente (Parole, musiques...), le contrôle manuel de cette caractéristique est lent et entraîne rapidement la fatigue du Technicien opérateur.

Une autre idée consiste à commander la dynamique par l'intermédiaire de limiteurs, expanseurs, compresseurs ou autres afin de faciliter le travail du Technicien opérateur. Mais de tels systèmes ont l'inconvénient d'introduire de fortes distorsions non linéaires.

On peut également utiliser le contrôle automatique de gain pour réguler la dynamique d'un signal sonore et réduire les distorsions. Mais, l'étude que nous avons faite montre que le naturel des signaux acoustiques demeure bien affecté.

Ainsi, nous avons été amenés à mettre au point un nouveau système de contrôle de la dynamique qui soit dépourvu des inconvénients précédemment cités.

Le principe de la méthode consiste à imposer au taux de compression optimal pour chaque bande caractéristique de fréquence issue de la décomposition spectrale du signal.

Les méthodes de mesure (spectrale et statistique) que nous avons employés, ont été développés à partir des conditions du laboratoire.

Ainsi un dispositif de mesure de caractéristiques statistiques a été réalisé pour mener à terme l'analyse statistique. Cette analyse a été orientée vers l'étude de la distribution des niveaux sonores et des dépassements qui définissent la surcharge des systèmes de transmission.

Les dépassements et la distribution des niveaux des signaux sont deux paramètres fortement correlés à la dynamique.

La conception de notre système de régulation et les méthodes d'analyses employés nous ont amené à l'étudier l'ensemble des signaux sonores.

Le premier chapitre traite les signaux sonores.

Le second chapitre est consacré à la mise au point des différents montages nécessaires à nos expériences.

Dans le troisième chapitre, nous expliquons comment l'analyse spectrale des signaux a servis à déterminer la configuration optimale de notre système.

L'analyse statistique est présentée dans la dernière partie de ce travail. Elle permet d'optimiser les paramètres (rendements, surcharge, qualité de transmission) d'un système de transmission.

Puis, nous terminons par des applications possibles de notre méthode de traitement du signal.

CHAPITRE 1

LES SIGNAUX SONORES

1.1.- INTRODUCTION

Rappelons que le son peut être défini comme une perturbation ou une variation de la pression dans un milieu pouvant être perçue par l'oreille humaine. Ainsi le mot "son" est une description purement objective d'un phénomène physique.

Le bruit est un son qui n'est pas souhaité, gêne ou crée une douleur. Le mot "bruit" ajoute une description subjective à la notion du son.

En acoustique l'unité qui mesure, en valeur relative, l'intensité sonore, la pression ou la densité d'énergie est le décibel (dB). Pour cela, on prend un niveau de référence qui correspond à une pression acoustique audible minimale à 1000 Hz de 20 μ Pa. autrement dit c'est par définition, le niveau de pression sonore égal à 0 dB (16,17).

Les grandeurs ainsi mesurées par rapport à ce niveau correspondent donc, respectivement à des niveaux de pression, d'intensité ou de densité d'énergie (17, 18, 43).

Notons que tout signal électrique qui peut être transformé en un son à l'aide d'un transducteur électroacoustique, peut être ainsi considéré comme étant un signal sonore.

L'éventail des valeurs de pression que peut prendre un signal acoustique audible s'échelonne de 20 μ Pa (qui est le seuil d'audition à 1000 Hz) jusqu'à $10^3 \mu$ Pa.

Ce qui correspond à une gamme de niveaux de pression de 134 dB environ (fig. 1).

La première étape de traitement d'un signal complexe consiste à faire son analyse. L'analyse peut être temporelle, spectrale ou par corrélation.

Selon la nature du signal, l'analyse peut par ailleurs être du type statistique.

Chacune de ces analyses fournit une série de données ou de caractéristiques qui définissent le signal acoustique et sont exploitables pour une transmission optimale de celui-ci.

Pour simplifier cette procédure, on cherche généralement à approcher le signal sonore par un modèle mathématique en vue de déterminer le type, et les particularités du signal.

Le signal à traiter est aléatoire et dans la majorité des cas, il n'est pas stationnaire. La prédiction d'un niveau, même dans un avenir très proche, se fait avec une probabilité non nulle, mais souvent faible.

Pour un signal sonore donné, les valeurs des niveaux maxima et minima sont aléatoires. La fonction de distribution de ces niveaux peut-être quelconque à priori.

Par définition le niveau maximum N_M que peut prendre un signal est le niveau pour lequel la probabilité d'apparition d'un autre niveau plus grand soit de 0,02 durant le temps d'analyse (17, 18). C'est-à-dire :

$$P (N_{max} \leq X (t)) = 0,02 \quad (I - 1)$$

De même, pour le niveau minimum N_m , nous pouvons écrire :

$$P (N_{mini} \leq X (t)) = 0,98 \quad (I - 2)$$

Les niveaux N_M et N_m ainsi définis, sont aussi appelés respectivement niveaux quasimaximum et quasiminimum.

La dynamique d'un signal peut, alors, être définie comme étant le rapport des valeurs maximale et minimale, en valeur absolue, que peut prendre ce signal.

$$D = 20 \lg \frac{V_{max}}{V_{mini}} \quad (dB) \quad (I - 3)$$

où V_{max} et V_{mini} sont respectivement le maximum et le minimum de la tension associé au signal.

En valeur relative, la dynamique représente la gamme de variation des niveaux dynamiques (Fig 2 et 3).

C'est-à-dire :

$$D = N_{\max} - N_{\min} \quad (I - 4)$$

où N_{\max} et N_{\min} sont exprimés en dB.

A partir des relations (I-1), (I-2) et (I-4) on voit que la dynamique d'un signal sonore est aussi une fonction aléatoire.

1.2.- MODELISATION ET CARACTERISTIQUES DES SIGNAUX ALEATOIRES

L'étude des différents phénomènes acoustiques a conduit les spécialistes à proposer des modèles mathématiques de plusieurs types de signaux (21,40).

On trouve une importante littérature sur l'étude statistique des signaux (28, 29, 44, 35), mais peu de travaux traitent les processus non-stationnaires.

Pour faire un traitement du signal le mieux adopté à notre problème, nous sommes amenés à choisir des modèles qui résultent de l'analyse des caractéristiques du signal sonore. Aussi, à cause du caractère aléatoire de ce dernier, nous nous intéressons aux modèles des densités de probabilités des niveaux.

L'étude des signaux non-stationnaires engendre celle d'une série de paramètres qui sont :

- le centrage des processus
- l'intervalle de stationnarité
- les médianes
- l'érgodicité d'un processus non-stationnaire
- le temps optimal d'analyse
- les dépassements ... (6, 9, 10, 22, 28, 34, 39, 41).

Les dépassements (ou extremas) sont des paramètres fortement corrélés à la dynamique des signaux.

C'est la raison qui nous a conduit à faire une analyse des extrémis des signaux acoustiques.

1.3.- CARACTERISTIQUES DE LA PAROLE

La parole qui est un signal très complexe (14, 15, 18, 36) a fait l'objet de nombreux travaux (15, 29, 34, 44).

Nous nous limiterons à en énoncer les particularités qui sont étroitement corrélées à l'évaluation et la commande de la dynamique de ce signal.

La parole est produite par des sons, mots, phrase, syllables... L'élément élémentaire de la parole est le phonème.

La durée des sons de la parole varie de 30 à 220 ms environ. Le temps de montée des signaux est plus faible que la durée du front descendant. La durée du front montant varie de 3 à 120 ms (21, 17).

Quand la parole est émise, le phénomène se traduit statistiquement par une série de pics. Par ailleurs, d'après la théorie des probabilités, un paramètre particulier, l'excès Ex peut être utilisé pour évaluer la valeur du pic de la fonction de densité de probabilité. Celui-ci a pour expression :

$$Ex = \frac{M_4}{\sigma^4} - 3 \quad (I - 5)$$

où σ est l'écart moyen quadratique et M_4 le moment d'ordre 4

$$M_4 = \int_{-\infty}^{\infty} (X-\bar{X})^4 W(X, t) dX \quad (I - 6)$$

$W(X)$ étant la densité de probabilité de $X(t)$.

Pour une distribution gaussienne, on aura :

$$\frac{M_4}{\sigma^4} - 3 \quad (1 - 7)$$

Ainsi, d'après les relations (1-6) et (1-7) l'excès d'une distribution normale est nul. Ce qui est explicable par le fait que la courbe de Gauss est dérivable quelque soit X.

L'expérience montre que la dynamique de la parole s'étend de 25 à 45 dB. En particulier, la plus forte dynamique peut être atteinte lors d'une représentation artistique.

La parole chantée est considérée comme étant un signal musical.

1.4.- PARTICULARITE DE LA MUSIQUE ET DE BRUITS MUSICAUX

Il existe plusieurs types de musiques. En effet la musique peut être instrumentale, vocale, classique, ou autres (36).

Les caractéristiques temporelles sont statistiquement constantes dans un intervalle de temps généralement plus long que celui de la parole.

Certains signaux musicaux et bruits de la vie environnante sont stationnaires. Beaucoup de bruits ont une distribution normale.

Les fragments de la Musique moderne se comportent comme un "bruit blanc" (17). Ce qui s'explique par les types d'instruments utilisés et la structure même de cette musique.

Il est possible d'évaluer expérimentalement, comme pour la parole, un excès de densité de probabilité par une analyse statistique.

La parole chantée est considérée comme étant un signal musical.

./.

1.4.- PARTICULARITE DE LA MUSIQUE ET DE BRUITS MUSICAUX

Il existe plusieurs types de musiques. En effet la musique peut être instrumentale, vocale, classique, ou autres (36).

Le temps de montée d'un signal musical varie de 20 à 140 ms, sa dynamique s'étend de 45 à 90 dB (17,13) soit :

- 75 à 90 dB pour un orchestre symphonique
- 45 à 60 dB pour un ensemble instrumental et vocal
- 33 à 45 dB pour un chœur masculin.

La musique moderne possède généralement une dynamique assez comprimée.

Toutefois (13, 21, 18, 42) certains signaux peuvent présenter des caractéristiques musicales, bien que n'étant pas de la musique. Ils correspondent à des niveaux dynamiques assez élevés. Soit, à titre d'exemples: (46)

- le bruit d'un avion : 120 dB
- le bruit d'un véhicule léger: celui-ci variant de 60 à 80 dB
- le niveau sonore dans une salle de cinéma qui peut atteindre 110 db (43).

Par contre, le niveau des chants d'oiseau est à peine de 20 db.

1.5.- LE SIGNAL DE RADIODIFFUSION

Le signal de la radiodiffusion présente une complexité beaucoup plus accrue puisqu'il peut-être à la fois la parole, la musique ou un son quelconque.

Un simple regard sur les caractéristiques temporelles et spectrales de celui-ci à des instants courts nous donne une vue d'ensemble sur le signal radiophonique, mais ceci peut nous mener vers des résultats divergents parfois même contradictoires en fonction des différents programmes diffusés.

Pour obtenir des résultats cohérents, il est nécessaire d'adopter des méthodes d'analyse (objectives et subjectives) très complexes, mais qui permettent une étude systématique et complète du signal radiophonique. La résolution d'un tel problème est très importante mais il faudrait, pour cela, avoir au moins accès à une chaîne d'émission de radiodiffusion.

Il ne nous est, donc, pas possible de faire une étude directe du signal radiophonique. Notons, cependant qu'une bonne approche du traitement de ce signal peut être effectuée par une analyse de chaque type de signaux acoustiques (parole, musiques, bruits musicaux) puis une synthèse de ces signaux. Ce qui permet, ensuite, d'en déduire les paramètres du signal radiophonique sur lesquels il faut agir pour réduire sa dynamique.

Les niveaux de la dynamique des signaux acoustiques peuvent varier dans des gammes assez larges.

Soit pour la dynamique : de 25 à 80 dB environ.

La dynamique des canaux de transmission est limitée par la saturation et par le niveau du bruit dans le canal de transmission (fig.3). Elle varie de 40 à 55 dB (2, 13, 17, 21). On voit donc que, pour transmettre cette information, il est nécessaire de réaliser une opération de compression.

L'intérêt de cette opération est double :

- 1/ Elle donne la possibilité de transmettre un signal ayant une dynamique supérieure à celle du canal de transmission.
- 2/ Elle permet de réduire le niveau maximum d'un signal dans un milieu donné (42)

Le niveau maximum N_{max} d'un signal transmis est défini par l'équation suivante (fig. 1,3) :

$$N_{max} = N_B + D^I + D \quad (I-8)$$

ou N_B est le niveau de bruit du milieu considéré

D^I est la marge de masquage du bruit (7 à 20 dB)

D est la dynamique du signal utile.

Prenons l'exemple d'un milieu dont le niveau de bruit est de 40 dB. Ce qui correspond aux bruits domestiques. Avec une marge de masquage de 12 dB et une dynamique du signal utile de 80 dB, nous obtenons le niveau sonore maximum suivant :

$$N_{\max} = 40 \text{ dB} + 12 \text{ dB} + 80 \text{ dB} = 132 \text{ dB.}$$

Ce niveau de 132 dB correspond à une pression sonore de 10, uPa environ et il est très voisin du seuil de la douleur (46,14).

Une compression du signal utile de 40 dB réduirait le niveau maximum à 90 dB. Ce qui est supportable par l'ensemble des individus.

1.6.- PROPRIETES DE LA DYNAMIQUE D'UN SIGNAL

Après avoir décrit les signaux acoustiques, considérons les propriétés de la dynamique qui peuvent intervenir lors de la compression de cette dernière.

6.1.- INFLUENCE DE LA DYNAMIQUE SUR LA COMPREHENSION DE LA PAROLE

De nombreuses expériences ont été effectuées sur l'influence de la dynamique sur l'intelligibilité de la parole (17,21).

La courbe représentant le taux de compréhension S en fonction de la dynamique d'un signal est représentée par la figure 4.

La valeur $S = 30 \%$ est une valeur limite à partir de laquelle l'être humain n'est plus capable de discerner l'information communiquée (21).

Le problème de haute fidélité musicale est très complexe. L'avis des spécialistes est partagé sur cette question car il n'existe pas de méthode systématique d'évaluation.

Cependant tout le monde est d'accord pour dire que le rapport signal sur bruit doit être au moins supérieur à 30 dB pour assurer un masquage suffisant du bruit (17,21).

5.2.- INFLUENCE DE LA DYNAMIQUE SUR LE RENDEMENT D'UN EMETTEUR ET LE ----- RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT -----

C'est à cause des fortes variations de la dynamique du signal qu'on est obligé de prévoir un contrôle automatique de gain dans les systèmes de transmission. (3, 17, 19, 20, 26).

La courbe (fig. 5) nous permet de décrire le phénomène. Le rendement d'un émetteur, pour un taux de modulation donné dépend du niveau du signal. Il est maximum lorsque le signal est maximum.

En se rapportant à la figure 5, nous remarquons que pour augmenter l'efficacité de l'émetteur dans l'intervalle de temps dt , il est nécessaire d'augmenter l'amplification pendant ce temps.

Le cas idéal serait d'obtenir à chaque instant un signal maximum à la limite de la saturation de l'émetteur.

La partie du signal $X(t)$ comprise entre en temps t_1 et t_2 est de faible amplitude. Elle risque, à la limite, d'être noyée dans le bruit. Le rapport signal sur bruit est donc faible.

Aussi, une amplification supplémentaire pourrait augmenter ce rapport.

Une étude a été faite sur le rendement d'un amplificateur lorsque celui-ci est réellement chargé, autrement dit, quand le signal amplifié est un signal aléatoire. On trouve que le rendement en fonction de la dynamique pour un signal aléatoire est beaucoup plus faible que pour un signal sinusoidal (fig. 6) - (3).

1.7.- LES SYSTEMES DE COMMANDE DE LA DYNAMIQUE ACTUELLEMENT EMPLOYES

Dans la majorité des chaînes de transmission, il existe généralement une console ou une table de mixage où le contrôle de niveaux des signaux est effectué par un opérateur. L'inconvénient d'une régulation manuelle est la lenteur d'exécution et la fatigue de l'opérateur. Ce qui est néfaste pour un programme varié.

Cependant, l'intérêt de ce type de régulation est de servir à instaurer l'ordre de grandeur des niveaux pour un type de signaux donné ou de programmes diffusés.

- Les limiteurs

L'emploi de limiteurs entraîne un taux de distorsion important. Ce taux augmente en fonction des niveaux des signaux. Les limiteurs écrêtent les signaux quand les valeurs extrêmes sont atteintes.

- Les compresseurs

Ce sont des amplificateurs dont la courbe de transfert est du type logarithmique. Ce qui est une cause de distorsion non-linéaire.

Cependant à la réception on peut compenser l'effet de compression par des expenseurs dont la courbe de transfert est de type exponentielle.

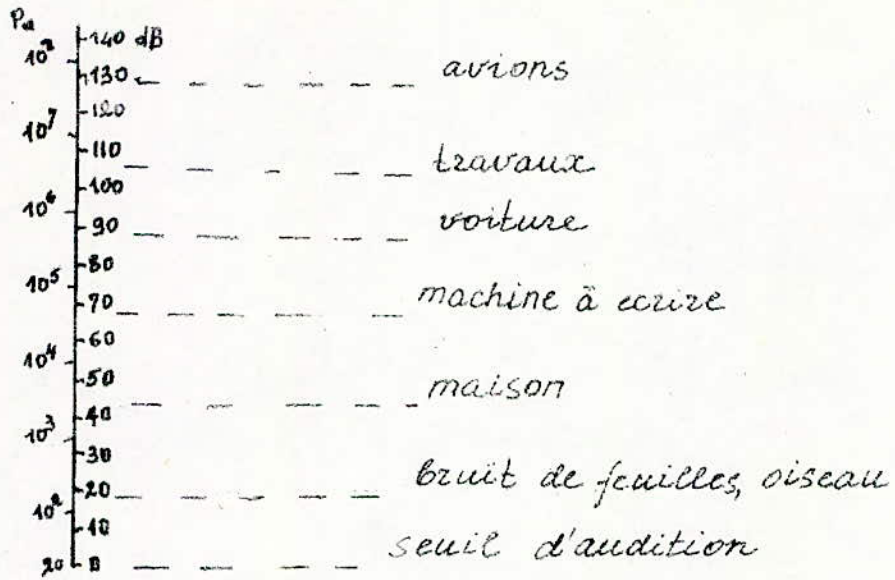


Fig. 1 - Les niveaux de pression en Pa et en dB;

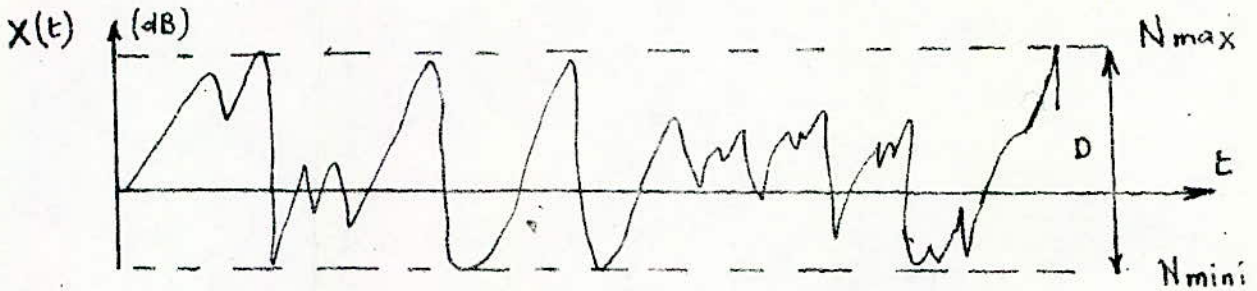


Fig. 2 - Le signal sonore et sa dynamique.

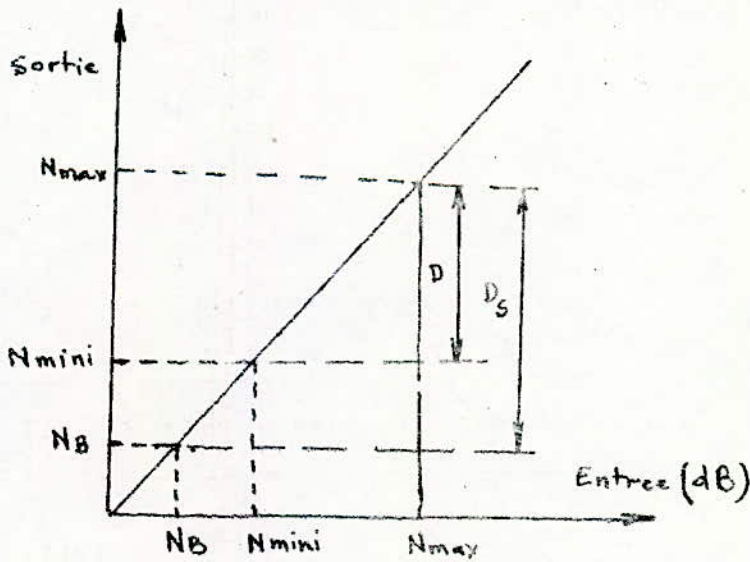


Fig. 3 - La dynamique d'un canal D_c .

N_B est le niveau du bruit.

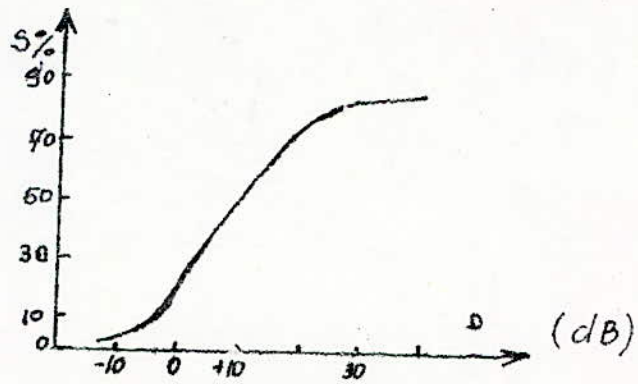


Fig. 4 - L'intelligibilité de la parole S en fonction de la dynamique D

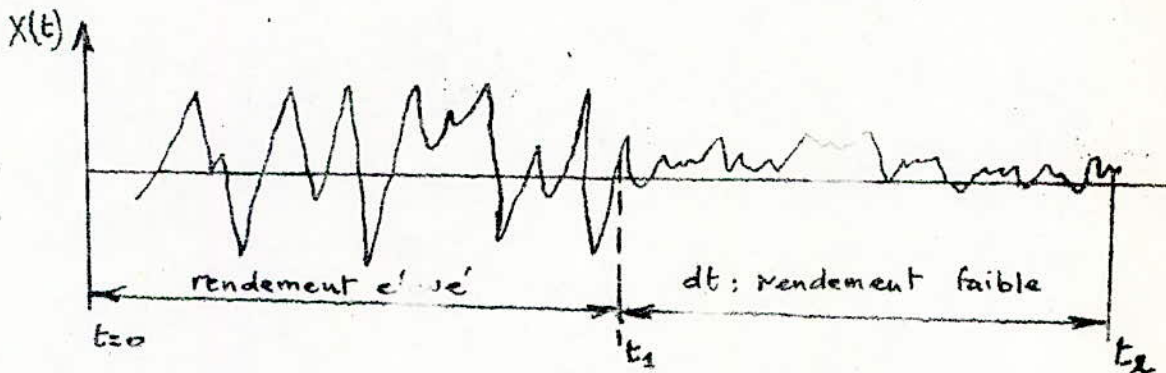


Fig. 5 - Les variations des niveaux sonores.

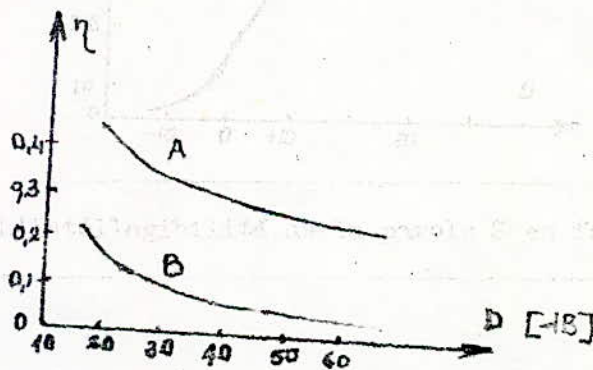


Fig. 6 - Rendement d'un amplificateur en fonction de la dynamique.
 A - Pour un signal déterministe.
 B - Pour un signal aléatoire.

Ces systèmes sont généralement utilisés lors de l'enregistrement de l'information.

La commande automatique de gain :

Un amplificateur à pente variable est utilisé pour réaliser cette opération. Le principe consiste à injecter une partie du signal d'entrée ou de sortie (valeur moyenne ou autres) dans l'élément de commande de la pente de l'amplificateur.

Jusqu'à maintenant, ce système est conçu de sorte que la commande agisse sur toute la bande de fréquence du signal considéré, par le biais d'un seul canal (20, 19, 26).

.8.- RELATIONS ENTRE LA DYNAMIQUE D'UN SIGNAL ET SES CARACTERISTIQUES STATISTIQUES.

Dans une première étape, nous allons montrer que la distribution d'un signal gaussien dépend de la dynamique de celui-ci.

Soit une distribution gaussienne caractérisant ce signal :

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (I-9)$$

posons $h = \frac{1}{(2\sigma^2)^{\frac{1}{2}}}$

l'expression (I-9) peut s'écrire :

$$W(x) = \frac{h}{(\pi)^{\frac{1}{2}}} \exp(-h^2 x^2) \quad (I-10)$$

En utilisant les relations (I-1) et (I-2) pour un processus gaussien, nous obtenons (17) :

$$P \left\{ X \leq X_{\max} \right\} = 0,5 \left(1 - \Phi (hX_{\max}) \right) = 0,98 \quad (I-11)$$

et
$$P \left\{ X > X_{\min} \right\} = 0,5 \left(1 - \Phi (hX_{\min}) \right) = 0,98 \quad (I-12)$$

Où $\Phi (hX)$ est la fonction de Laplace-Gauss.

De l'équation (I-11), nous déduisons:

$$\Phi (hX_{\max}) = 0,96$$

d'où
$$h X_{\max} = 1,5$$

et
$$X_{\max} = \frac{1,5}{h}$$

d'une manière analogue nous trouvons :

$$X_{\min} = \frac{-1,5}{h}$$

Donc, la dynamique du signal sera :

$$D_S = X_{\max} - X_{\min} = \frac{3}{h} \quad (I-13)$$

Ainsi la relation entre la dynamique d'un signal et sa fonction de répartition s'écrit :

$$F (X, t) = 0,5 \left(1 - \Phi \left(\frac{3X}{D_S} \right) \right) \quad (I-14)$$

./..

On remarque, tout d'abord, que, dans la fonction $F(X,t)$, l'écart-type est inversement proportionnel à la dynamique D_S . On voit que quand D_S est très grand, cela implique un événement (niveaux faibles) presque certain. Tandis que si D_S tend vers zéro, la gaussienne s'aplatit, c'est-à-dire la densité de probabilité des niveaux faibles diminue.

Pour un signal acoustique $X(t)$ dont la dynamique est de l'ordre de 40 dB, la valeur de n est pratiquement égale à $3 \cdot 10^{-2}$. Ce qui correspond à un écart quadratique de l'ordre de 24.

Il en résulte que, pour un processus gaussien la puissance moyenne du signal $X(t)$ dissipée par une résistance unitaire est à peine de quelques %

Notons cependant que les signaux acoustiques naturels sont loin d'être gaussiens au sens strict du terme.

1.9. - CONCLUSION

Nous pouvons dire que les signaux acoustiques habituels sont des processus aléatoires complexes. La relation entre le présent et l'état futur au signal est un problème purement statistique. La prédiction du futur proche à partir de l'état précédent est de nature probabiliste et, elle est limitée à un intervalle du temps court.

La dynamique des signaux sonores est une fonction aléatoire. La relation établis (I-14) montre que l'excès des distributions des niveaux d'un signal doit diminuer si la dynamique de celui-ci est régulée.

La dynamique des sons varie de 20 à 90 dB.

La détermination des caractéristiques des signaux que nous avons vues dans les paragraphes précédents doit nous permettre de faire une analyse et un traitement optimale dans les domaines des fréquences et du temps.

Par ailleurs, d'après l'étude faite au paragraphe I-7, le système que nous devons concevoir doit être basé sur le principe de contrôle automatique de gain (CAG).

CHAPITRE 2

MISE AU POINT DU SYSTEME DE
REGULATION DE LA DYNAMIQUE

2.1 PRINCIPE

Notre but est de transmettre un signal sonore tout en préservant son naturel. C'est à dire le transmettre avec une qualité au moins meilleure que les systèmes de communication actuellement utilisés.

On peut penser dans une première étape, pour garder un rendement élevé de la chaîne de transmission, à un système doté d'une commande automatique de gain (CAG).

La boucle de contre-réaction de la CAG utilise un intégrateur (fig. 9).

La constante de temps de cet étage doit être adaptée pour toute la bande audiophonique. Mais ce système introduit des distorsions qui sont proportionnelles à la largeur de la bande de fréquence du signal considéré.

Cependant, une question intéressante est de savoir si on peut améliorer la qualité de transmission des sons à l'aide d'un système qui décomposerait le spectre de ces signaux en bandes caractéristiques de fréquence et, dans lequel la dynamique de chaque bande est commandée par CAG.

D'autre part, est-ce que le naturel des signaux acoustiques sera préservé avec un tel système, même dans le cas où le taux de compression de la dynamique est élevé?

Pour répondre à ces questions, nous avons été amenés à mettre au point des montages dont le schéma synoptique est celui de la figure 7 .

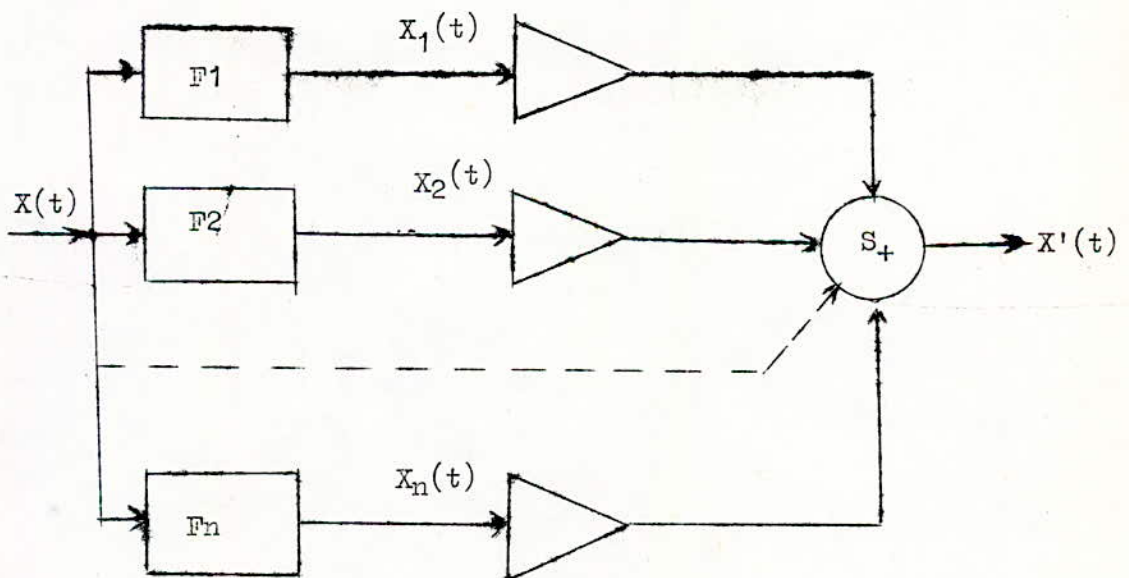


Fig. 7_ Schéma synoptique du système .

Dans cette figure, $X(t)$ et $X'(t)$ sont respectivement les signaux d'entrée et de sortie.

F_i : filtre du canal i .

G_i : amplificateur à gain variable du canal i .

S : sommateur.

Le signal d'entrée est divisé en bande de fréquence par un système de filtre F_1, \dots, F_n . Chaque bande de fréquence peut subir un traitement, c'est à dire passe à travers un amplificateur équipé d'une CAG dont le taux est réglable. Ce taux peut être nul.

Un sommateur réunit les bandes de fréquences provenant des différents canaux pour former le signal de sortie.

Le choix des bandes caractéristiques de fréquence nécessite une étude du signal à traiter et la connaissance de ses caractéristiques (21), (voir chapitre 1).

La moitié de l'énergie des signaux sonores, tel que la musique et plus particulièrement la parole est concentrée dans une bande de fréquence dont la limite supérieure est de 1500 Hz (17).

Ainsi, nous avons commencé par l'étude du montage de la figure 8. Celui-ci consiste à diviser la bande audiophonique en deux parties. La fréquence commune aux deux bandes est de 1500 Hz

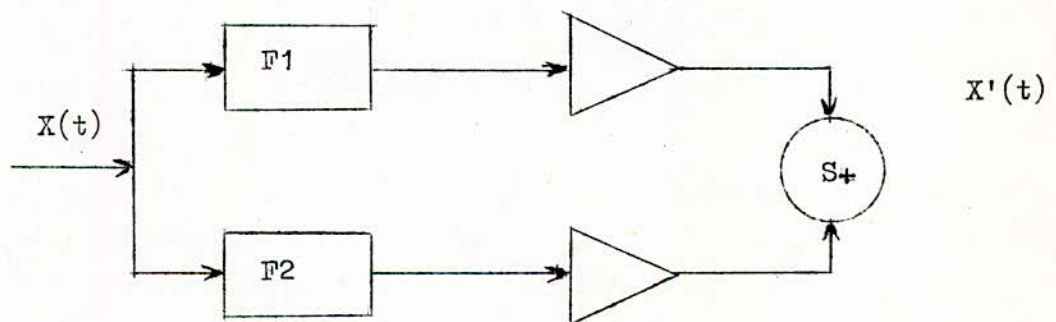


Fig. 8. Montage à deux canaux : F_1 est un filtre passe-bas à 1500 Hz, F_2 est un filtre passe-haut à 1500 Hz.

Dans un second montage de même structure, puis un troisième, nous avons pu diviser respectivement la bande sonore en quatre et huit bandes caractéristiques de fréquences.

Pour la régulation de dynamique de chacune des bandes, nous avons opté pour une CAG à version retardée (20). Cette méthode décrite par le schéma de la figure 9 est la plus utilisée. (20,23,26).

Le montage montre que toute l'énergie du signal sert à contrôler le gain de l'amplificateur. On peut se demander si on peut utiliser une partie de cette énergie ou une énergie d'un autre canal pour commander cet amplificateur. Pour cela, plusieurs montages peuvent être envisagés:

1_ Le montage avec la CAG classique (fig. 9) dont les résultats seront comparés à ceux du nouveau principe de contrôle de la dynamique.

2_ Le montage de la figure 10 donne la possibilité d'étudier la régulation de la dynamique à partir de la totalité du spectre du signal sur la partie basse fréquence.

3_ Le montage de la figure 11 où seule la partie basse fréquence est contrôlée.

4_ Le montage de la figure 12 permet d'étudier l'utilisation de la partie basse fréquence du signal pour réguler la totalité de son spectre.

5_ Le montage de la figure 13 est conçu en vertu de l'hypothèse selon laquelle chaque fréquence peut être régulée par sa propre énergie

2.2 LE CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN (CAG)

1. Principe

La CAG est utilisée pour adapter la dynamique du signal à celle du canal de transmission.(2,17).

Nous développerons quelques particularités de cette commande dans le but de comparer la CAG actuellement utilisée à la méthode de contrôle que nous proposons.

Le temps de réponse d'une CAG est déterminé en faisant un compromis entre les distortions d'écrêtage ou la surcharge de l'étage suivant et la surmodulation due à la rapidité de variation de gain.

D'autre part, si le temps de réponse est trop petit, chaque élément d'un son ou signal accusera une distorsion. Si celui-ci est trop grand, le niveau moyen du signal baisse considérablement (5)

Le temps de réponse peut être défini comme étant le temps à la fin duquel la valeur du gain n'est pas différente de la valeur stationnaire que d'un dB, si à l'entrée du système est appliquée une impulsion dont l'amplitude est supérieure de 6 dB au seuil de déclenchement (19,25).

L'équation d'un système à CAG est donnée par l'expression (19) :

$$\frac{da}{dt} = \begin{cases} \frac{B}{T} & \text{si } B > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{ II.1 })$$

où $B = \left[\frac{U_0}{U_1} \cdot G(a) - a - 1 \right]$ (II.2)

et $a = U_1/U_2^1$ (II.3)

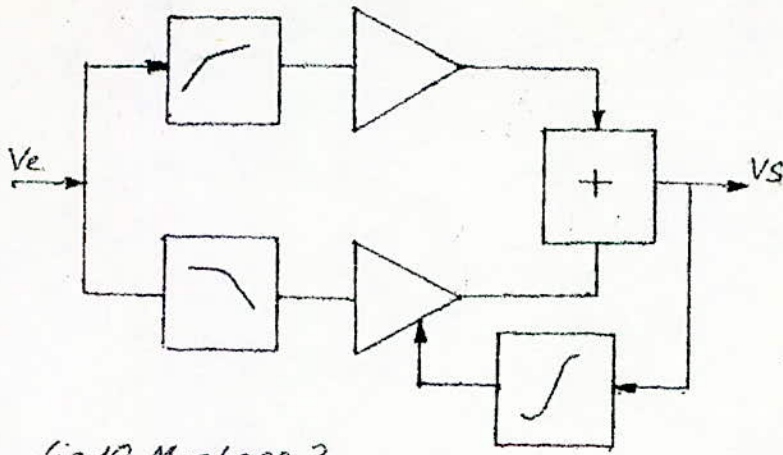


fig.10 Montage 2

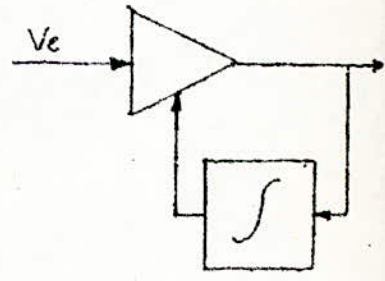


fig.9 la cas re

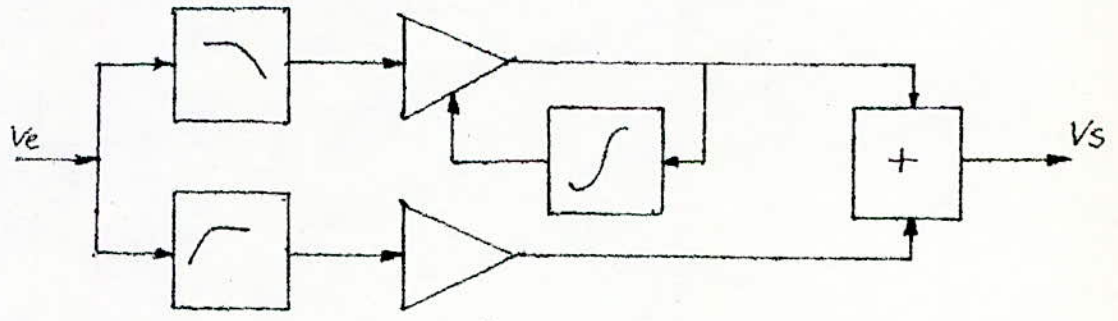


fig.11 Montage 3

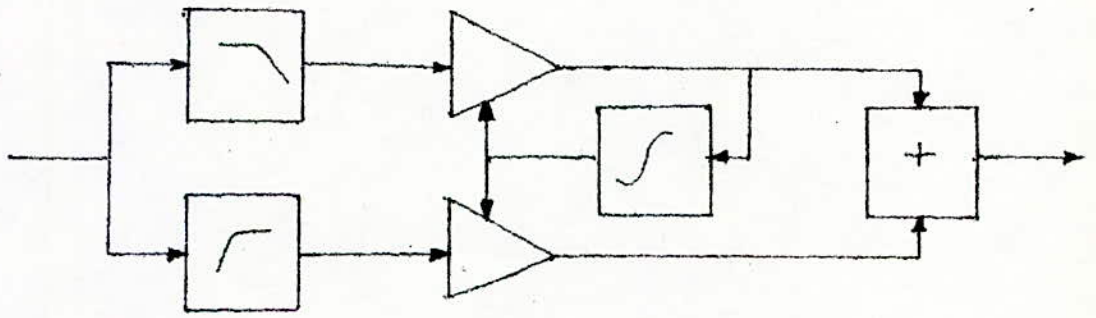


fig.12 Montage 4

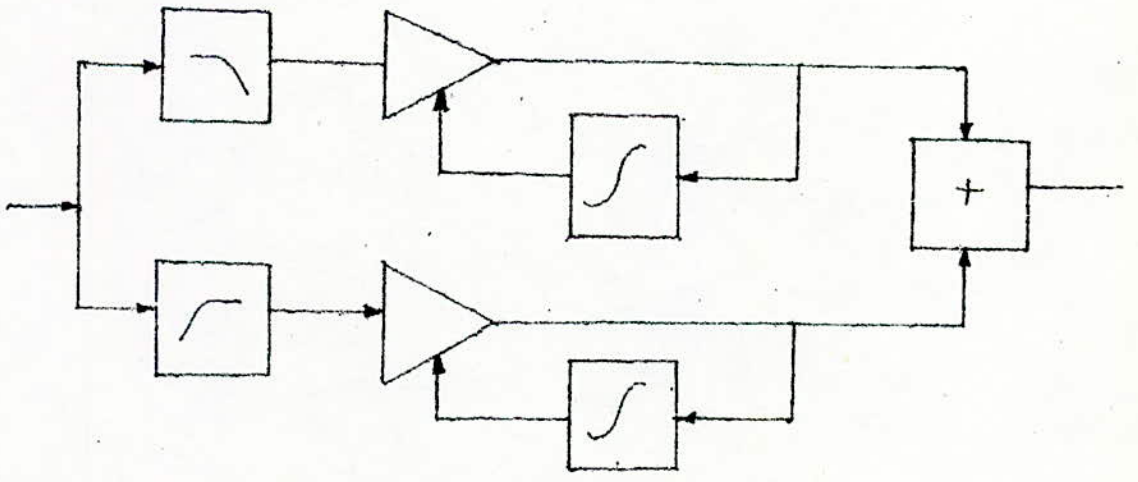


fig.13 Montage 5

U_e étant le signal d'entrée,
 U₁ et U₂ sont respectivement les tensions de régulation et de polarisation.
 T = R.C est la constante de temps et, R est la résistance de la diode dans
 le sens passant.

L'amplitude stationnaire pour une CAG peut être exprimée par:

$$\Lambda_S = \Lambda.G(a) \quad (II.4)$$

$$\text{Où } \Lambda = G_0 \cdot \frac{U_0}{U_1} \quad (II.5)$$

Et U₀ étant la tension à l'entrée de la CAG.

Nous allons montrer comment varie le temps de réponse en fonction de l'amplitude du signal d'entrée et de certains paramètres dynamiques pour deux courbes de commande.

2. Courbe de commande hyperbolique

La courbe de commande hyperbolique est définie par l'équation:

$$G(a) = G_0 (1 + \beta a)^{-1} \quad (II.6)$$

Où G₀ est le gain initial de l'étage.

β est le taux de régulation.

En utilisant les résultats (19) et en appliquant à l'entrée un signal de la forme:

$$U_0 = U_0 \sin \omega t \cdot \Delta(t) \quad (II.7)$$

$$\text{où } \Delta(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (II.8)$$

On admet (5;19) les expressions analytiques des temps de réponse:

$$t_a = \frac{3 \text{ II.T.}\Lambda}{2 \beta} \left[2,15 - \left(\arccos \frac{1}{\Lambda} \right)^{-1} \right] \quad (II.9)$$

avec $\Lambda < 5$ et $\frac{\Lambda - 1}{\beta} \ll 1$

Si le signal appliqué est une série d'impulsions bipolaires de durée (θ) (5;19), le temps de réponse serait:

$$t_a = - \frac{T \cdot \Pi}{\beta \theta} \left[\Lambda \cdot \ln \left(\frac{0,11}{1-1/a} \right) - \left(\frac{\Lambda}{1,12} - 1 \right) \right] \quad (II.10)$$

avec $1,12 < \Lambda < 5$

$$\frac{\Lambda - 1}{\beta} \ll 1$$

D'après la définition du temps de réponse, en posant :

$$20 \log \Lambda = 6 \text{ dB} \quad (II.11)$$

Nous obtenons pour un signal donné par (II.7) et (II.8) :

$$t_a \cong 8,7 T \cdot \beta^{-1} \quad (II.12)$$

L'expression (II.10) devient

$$t_a \cong 7,3 T \cdot \theta \cdot \beta^{-1} \quad (II.13)$$

Nous pouvons dire, à partir des relations (II.9) ; (II.10), (II.12), et (II.13) que le temps de réponse est proportionnel à Λ et inversement proportionnel à β

3. La commande linéaire

L'équation de la commande linéaire est :

$$G(a) = G_0 (1 + \beta a) \quad (II.14)$$

En appliquant à l'entrée le signal donné par les relations (II.7) et (II.8) on obtient :

$$t_a = \frac{3 \cdot \Pi \cdot T}{2 \beta \Lambda} \left[\arccos \frac{1}{1,12 \Lambda \cdot \frac{1+\beta}{1+\Lambda \cdot \beta}} \right]^{-1} - \left(\arccos \frac{1}{\Lambda} \right)^{-1} \quad (II.15)$$

avec
$$\frac{0,8\Lambda(1 + \beta)}{1 + \Lambda\beta} < 1$$

Lorsqu'on pose $20\log \Lambda = 6$ dB, on obtient :

$$t_a \approx 2,8 T \cdot \beta^{-1} \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas où le signal appliqué est une série d'impulsions comme précédemment décrit, on alors le temps de réponse suivant:

$$t_a = - \frac{T \cdot \Pi}{0,4(1 + \Lambda\beta)} \cdot \ln \frac{0,12(1 + \beta)}{\beta(\Lambda - 1)} \quad (\text{II.17})$$

$$\Lambda > 1,12$$

D'après la définition du temps de réponse, on obtient :

$$t_a \approx 6,7 \cdot 0,4 T \cdot \beta^{-1} \quad (\text{II.18})$$

Pour une commande linéaire, on voit que le temps de réponse est inversement inversement proportionnel à Λ et β et directement proportionnel à T .

4. Application des résultats obtenus à un système de réduction de la dynamique par transmission multibande.

Nous pouvons remarquer que le temps de réponse d'une CAG classique ne peut être constant pour toute la bande audiophonique.

Ainsi en décomposant la bande de fréquence en bandes étroites, nous pouvons choisir une constante de temps pour chaque bande caractéristique afin d'obtenir un temps de réponse sensiblement constant.

Ceci nous permet de réduire les distorsions du système.

Par ailleurs nous pouvons imposer un taux de régulation adéquat pour chaque bande de fréquence.

L'évaluation des distorsions peut être effectuée à l'aide des équations (II.1) ; (II.2) et (II.3).

SI on fait l'approximation suivante :

D'après la définition du temps de réponse, on obtient :

$$\frac{\beta \cdot A}{\omega_0 \cdot T} \quad 1 \quad (II.19)$$

Le coefficient d'harmonique serait (19).

$$K = \frac{2 \cdot \beta \cdot A}{\omega_0 \cdot T} \quad (II.20)$$

La relation (II.19) peut être vérifiée plus facilement pour une bande étroite.

De même, on peut garder un coefficient d'harmonique sensiblement constant pour toute la bande audiophonique. Le choix optimal des valeurs des grandeurs dans la relation (II.20) permet de réduire les distorsions.

2.3 FILTRAGE DES BANDES CARACTERISTIQUES DE FREQUENCES

Le choix de ces bandes doit être fait après une étude du signal à traiter (chapitre 1).

Pour diviser la bande audiophonique en deux parties (chapitre 2.1), nous avons réalisé un filtre passe haut et un filtre passe bas, la fréquence de coupure commune est de 1500 Hz.

Les fréquences de coupure des filtres des montages à quatre et à huit canaux ont été choisies conformément aux principes acoustiques de conception de filtres en bandes d'octaves en tenant compte des particularités des signaux acoustiques. (tableau II.1).

Ainsi, pour le montage à quatre canaux, nous avons choisi les fréquences de coupure suivantes:

- 750 Hz qui a pour harmonique 1500 Hz.
- 5 kHz qui est la limite supérieure du canal radiophonique avec modulation d'amplitude.

De plus, toutes les principales composantes de la majorité des instruments de musique sont inférieures à cette valeur.

De même, nous avons choisi, pour le montage à huit canaux les fréquences ci-dessous:

- La fréquence 250 Hz qui a pour multiple 750 Hz, de plus cette fréquence avoisine la limite inférieure du canal téléphonique.
- La fréquence 1,25 kHz est une harmonique de 0,25 kHz.
- La fréquence 3,3 kHz est la limite supérieure du canal téléphonique.
- La fréquence 10 kHz qui est une harmonique de 5 kHz ; de plus les fréquences supérieures à cette valeur véhiculent essentiellement l'accentuation des sons.

Notons que la majorité des fréquences de coupure des filtres sont réglables dans des limites plus ou moins larges (tableau II.1).

Dans la réalisation pratique, les critères suivants (4) ont déterminé le choix des structures des filtres :

- La stabilité.
- La disponibilité des composants
- La possibilité d'agir sur les fréquences de coupure .
- La facilité de réglage et de mise au point.

Les structures choisies des filtres fondamentaux (4) sont représentées aux figures 14 ; 15 ; 16 .

Les relations suivantes nous ont permis de calculer les filtres passe bas

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{K}{R^2 C_1 C_2 \cdot p^2 + R \sqrt{2C_2 + C_1(1-K)} \cdot p + 1} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{où } K = R_4/R_3 \quad (\text{II.22})$$

La fréquence de coupure est :

$$\omega_0 = \frac{1}{R(C_1 \cdot C_2)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{II.23})$$

Le facteur de qualité est :

$$Q = \frac{(C_1 \cdot C_2)^{\frac{1}{2}}}{2C_2 + C_1(1-K)} \quad (\text{II.24})$$

Pour les filtres passe haut, nous avons utilisé les expressions ci-dessous:

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{K C^2 R_1 R_2 \cdot p^2}{C^2 R_1 R_2 \cdot p^2 + C \sqrt{2R_1 + R_2(1-K)} \cdot p + 1} \quad (\text{II.25})$$

MONTAGES	FREQUENCES DE COUPURE Fc (KHZ)	OBSERVATIONS
2 Canaux	1,5	Fc Reglable de 1,2 à 2,1 KHZ
4 Canaux	0,75	Plage de Variations Limitée.
	1,5	/
	5	Plage de variations limiteé.
8 Canaux	0,25	Fc Variable jusqu'à 500 HZ
	0,75	/
	1,25	Fc n'est pas variable.
	1,5	/
	3,3	Fc Variable de 2,2 à 4,1 KHZ
	5	Plage de variation limiteé.
	10	/

Tableau II.1 - Fréquences de coupures des filtres.

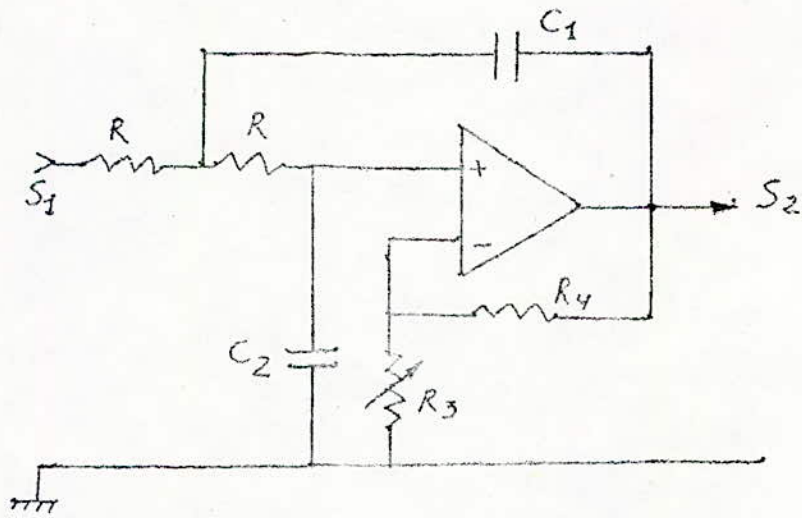


fig. 14 Structure du filtre passe-bas

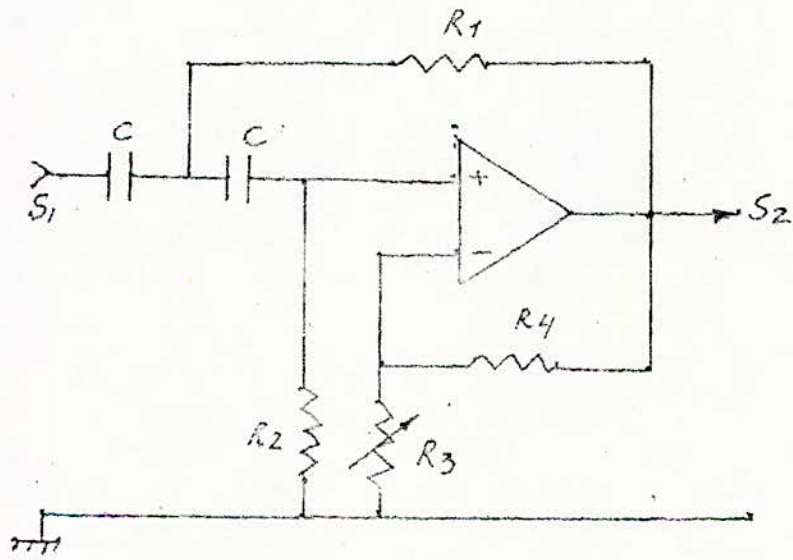


fig. 15 filtre passe-haut

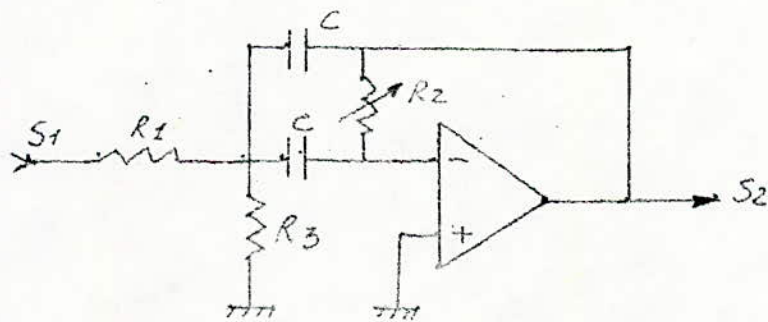


fig. 16 structure du filtre passe bande

$$\text{avec } w_0 = \frac{1}{C(R_1 R_2)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{II.26})$$

$$Q = \frac{(R_1 R_2)^{\frac{1}{2}}}{R_1 + R_2(1-K)} \quad (\text{II.27})$$

Les filtres passe bande vérifient les relations suivantes :(4)

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{-R_2 C.p}{R_1 R_2 C^2 . p^2 + 2R_1 C.p + \frac{R_1}{R_3}} \quad (\text{II.28})$$

La fréquence centrale est définie par :

$$f_0 = (f_1 . f_2)^{\frac{1}{2}} = \frac{(1 + R_1/R_3)^{\frac{1}{2}}}{C(R_1 R_2)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{II.29})$$

Où f_1 et f_2 sont les fréquences de coupure.

Le facteur de qualité est déterminé à partir de la relation :

$$Q = \frac{1}{2} . \left(\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.30})$$

Les filtres passe bande sont moins souples, leur mise au point est difficile, ils ne seront utilisés que pour certaines bandes étroites.

Notons enfin que les valeurs réelles, pratiques des composants passifs sont quelque peu différentes des valeurs calculées .

4. MISE AU POINT DES AMPLIFICATEURS A GAIN VARIABLE

Les résultats désirés doivent être indépendant des composants utilisés dans le montage . Nous avons décidé de réaliser l'étage d'amplificateur à gain variable à l'aide de trois composants dont la commande de gain est différente:

- le circuit IC 1550 (11,30) est un amplificateur commande en tension .
- le CA 3060 (30) est un amplificateur commandé en courant .
- Nous utilisons le multiplicateur IC 1595/1495 (11) comme amplificateur à gain variable , avec une courbe de commande linéaire .

La structure d'une amplification régulée est la suivante (fig. 17) :

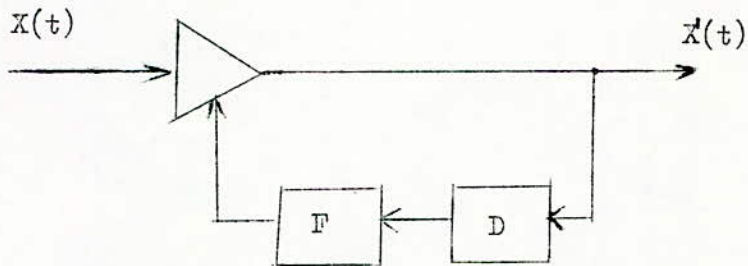


Fig. 17 : schéma d'une amplification régulée.

Où : D est le redresseur, et F un filtre RC .

Les schéma de principe des circuits sont représentés aux figures 18; 19; et 20 .

5. RESUME DES CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTES REALISATIONS PRATIQUES

Nous avons exécuté une série de mesures afin d'évaluer les différents paramètres ou caractéristiques des réalisations expérimentales. La majorité de ces mesures permettent l'estimation des erreurs dues aux différents montages réalisés.

1. Relevé des courbes de commande des amplificateurs à gain variable

Ces courbes sont nécessaires à la polarisation des amplificateurs et au réglage du taux de compression. Elles sont représentées aux figures 21; 22; et 23 .

D'après la courbe de commande du circuit IC 1495/1595, nous remarquons qu'il y a atténuation du signal d'entrée quelque soit la polarisation.

2. Distorsions linéaires

L'estimation de ces distorsions consiste à relever les courbes de réponse en fréquence des filtres, des amplificateurs ainsi que celles des appareils utilisés comme par exemple le magnétophone dont les caractéristiques complètes seront données dans le chapitre suivant. Cet appareil sert de source sonore, les signaux qu'il délivre sont supposé être la référence.

Le relevé des courbes a été réalisé selon le schéma synoptique de la figure 24

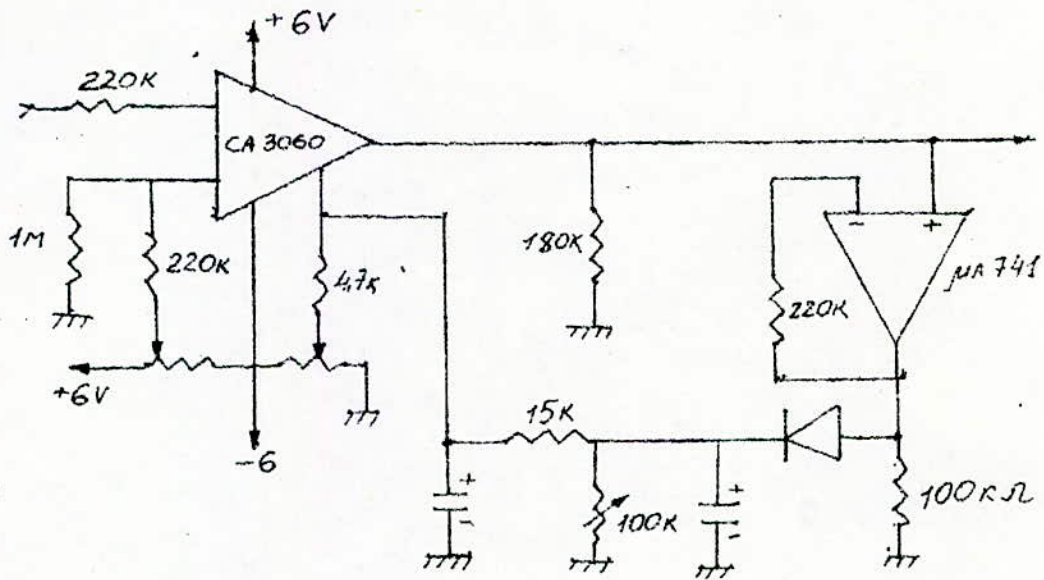


fig.18 Schema d'un canal à base du circuit CA3060

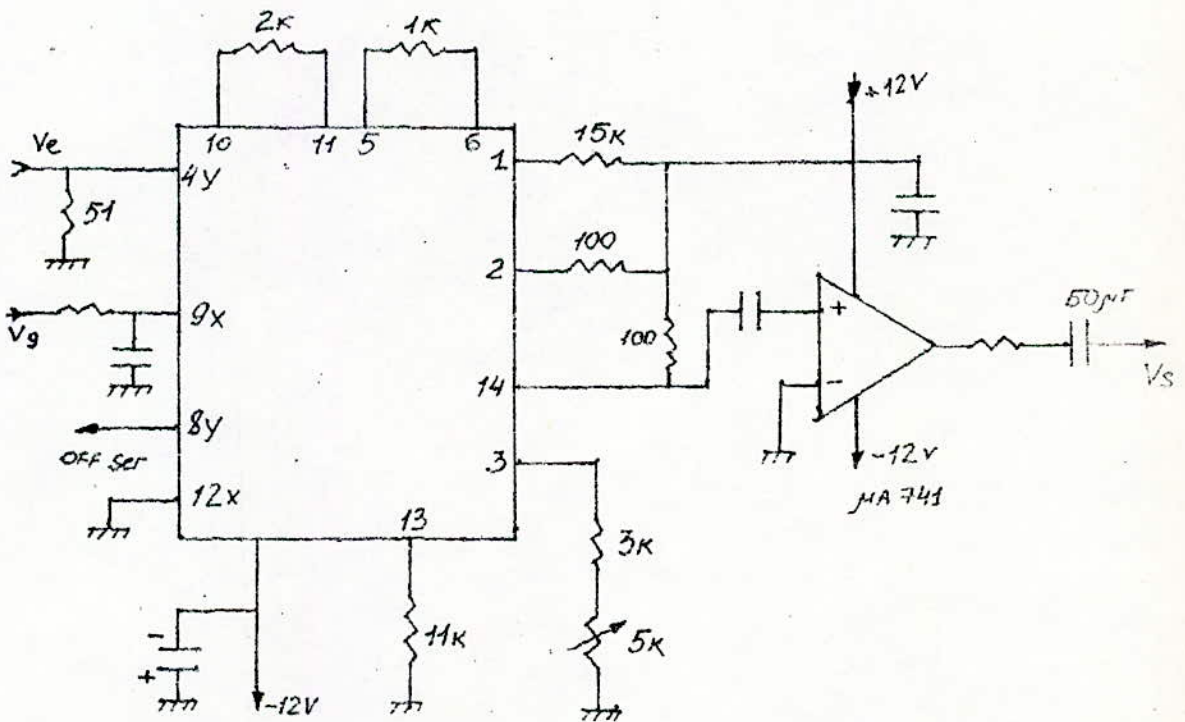


fig.19 Schema d'un canal à base du circuit MC1595/1495

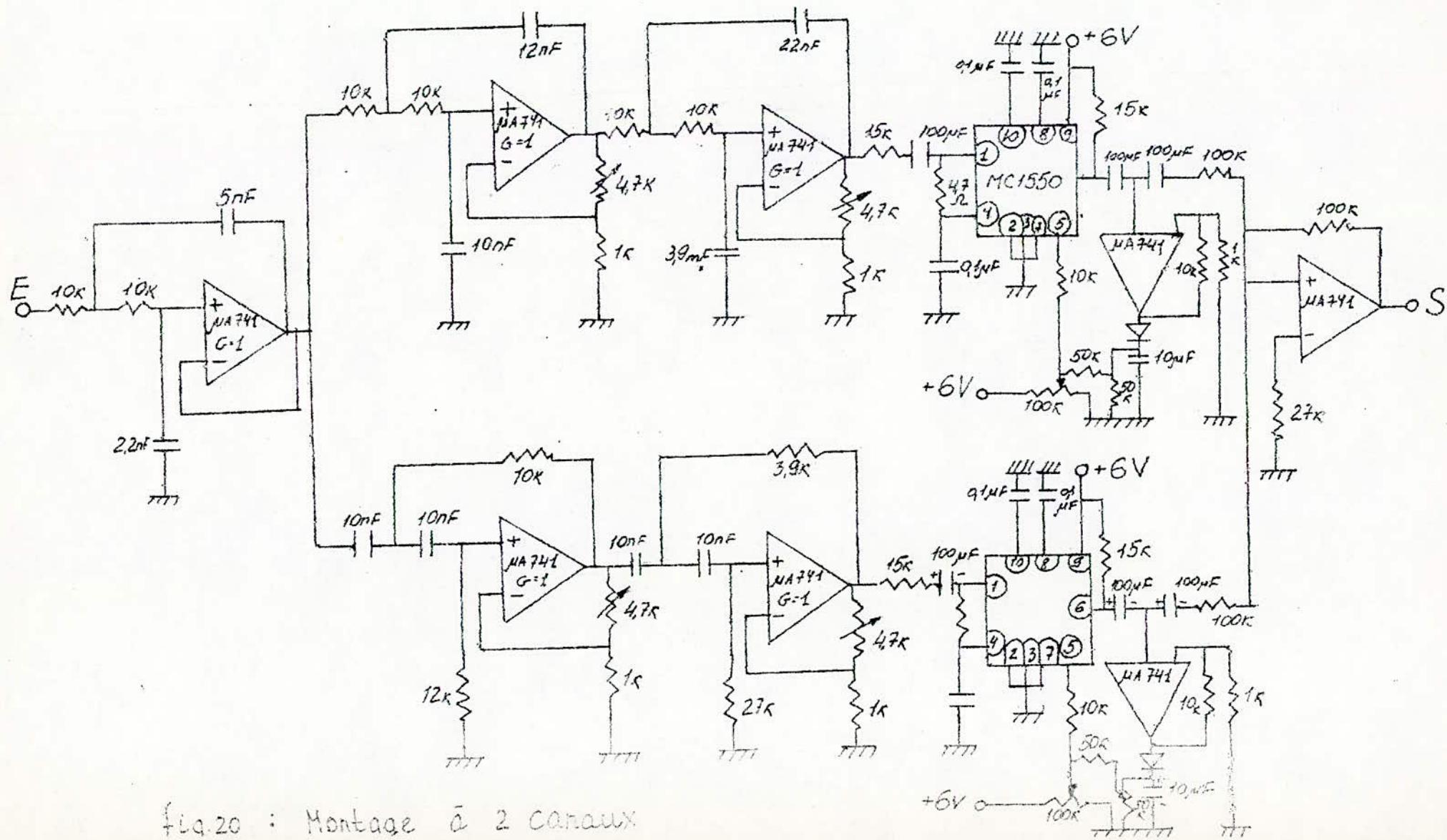


fig.20 : Montage à 2 canaux

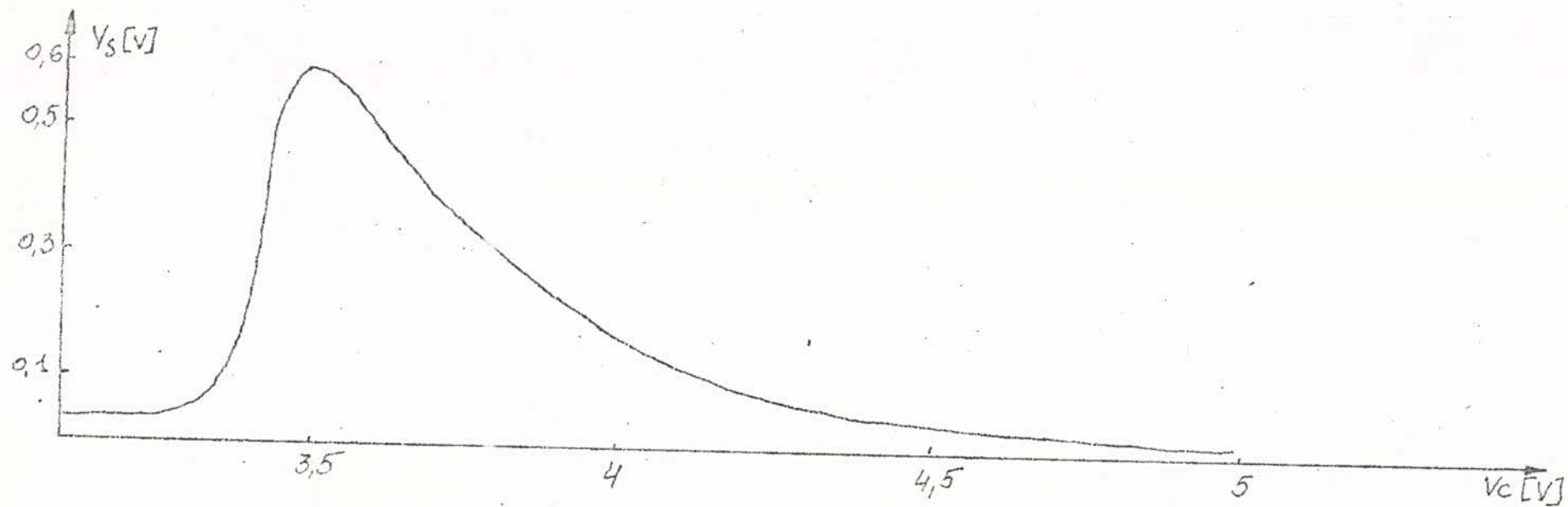


fig. 21 Courbe de commande $U_s = f(V_c)$ (MC 1550)

a $V_e = 1.5V$ et $f = 400Hz$

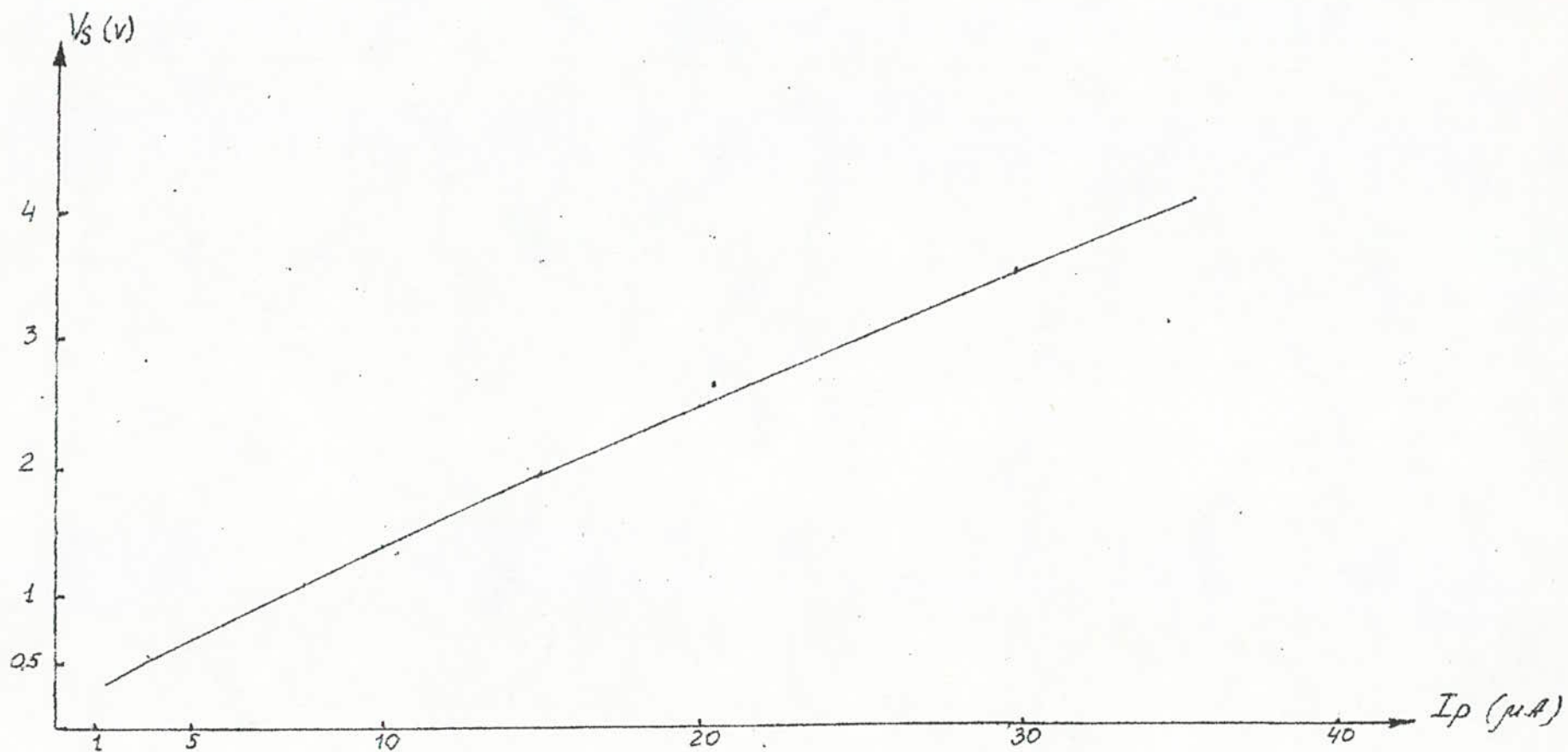


fig 22 Courbe de commande du circuit CA 3060

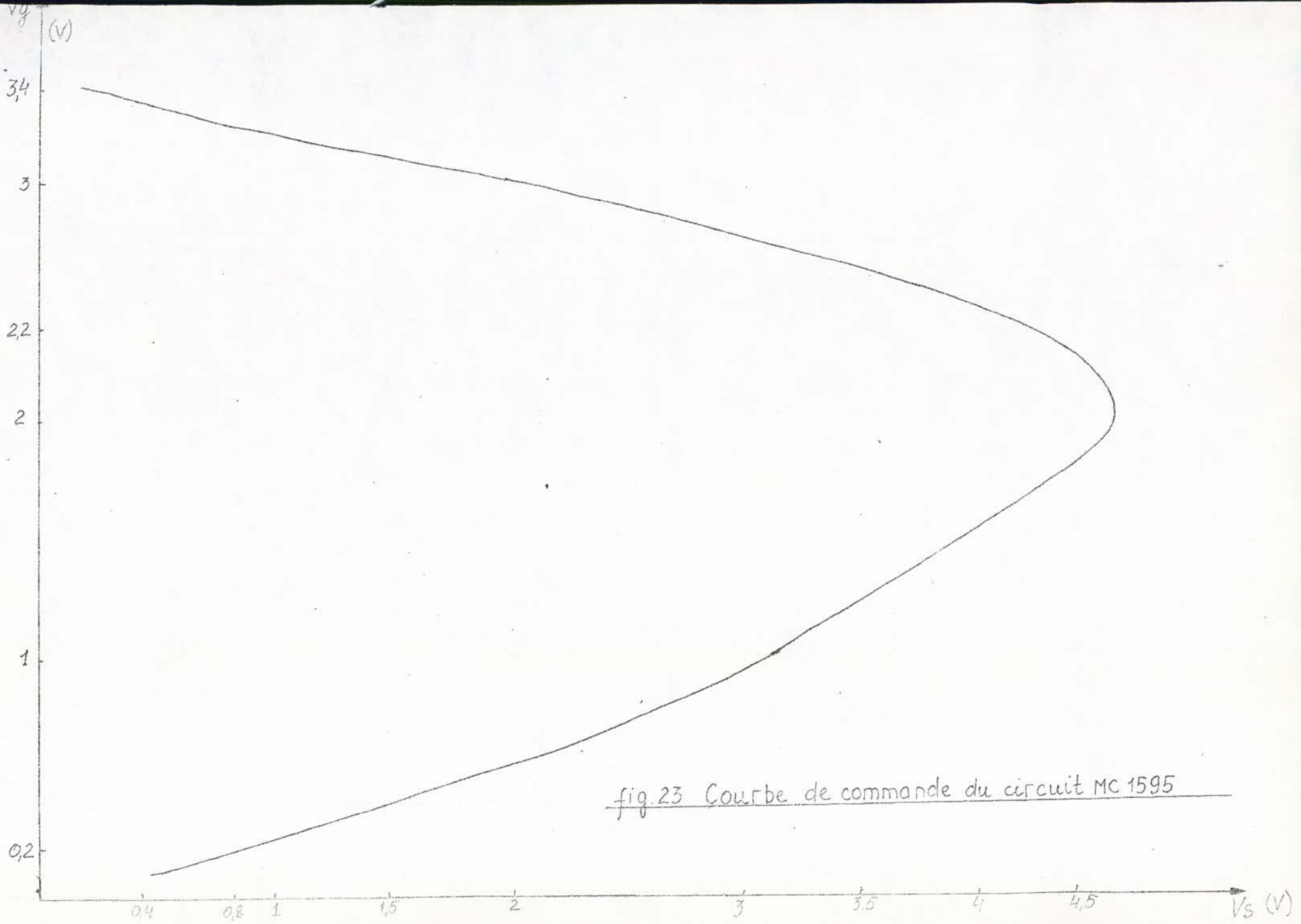


fig.23 Courbe de commande du circuit MC 1595

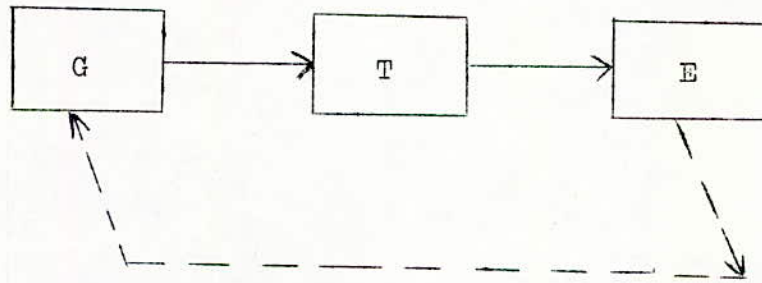


Fig. 24 Schéma du relevé des courbes de réponse. G est un générateur basse fréquence à balayage, piloté par l'enregistreur graphique E.

T - est l'élément (appareils, maquette ou montage) à tester.

Le générateur basse fréquence fournit un signal sinusoïdal d'amplitude réglable de 20 hz à 20 khz.

Le taux d'harmonique est inférieur à 0,1%.

Il est piloté par un enregistreur graphique de même marque (Bruel et Kjaer)

Ainsi, à l'aide de ces appareils, le relevé d'une courbe de réponse est automatique.

L'enregistrement graphique (8; 7) est muni d'un système de synchronisation. Les vitesses d'écriture et du papier sont réglables dans de larges plages.

Nous avons vérifié que pour des taux de compression différents, la courbe de réponse en fréquence d'un montage donné reste la même.

2. 5. 3 Distorsions non linéaires.

Nous avons mesuré ces distorsions certaines fréquences données (400Hz, 1000Hz et aux fréquences de coupures des filtres).

Un analyseur de spectre (7; 4.4) type 2031 de Bruel et Kjaer (qui sera décrit au chapitre suivant) a été utilisé afin de vérifier les résultats obtenus

Le schéma synoptique de mesure est décrit par la figure 25.

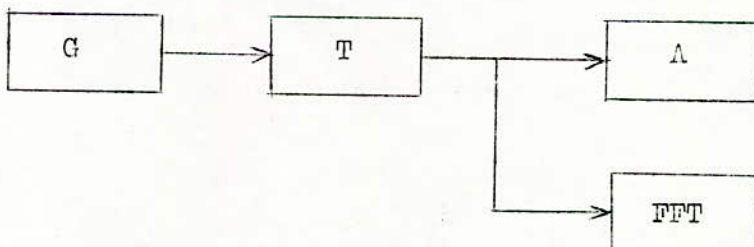


Fig. 25 Schéma de mesure des distorsions non linéaires.

G - est le générateur basse fréquence, T - est l'élément à tester

A - l'Analyseur harmonique, FFT - l'Analyseur de spectre.

Le générateur G utilisé est le même que celui décrit précédemment, l'analyseur harmonique de marque MARCONI, type TF 2331 permet l'analyse des signaux de 20 Hz à 20 Khz.

On trouve que les distorsions non-linéaires sont inférieures à 3% quelque soient les conditions expérimentales

Aux fréquences de coupures des différents bandes caractéristiques les distorsions sont plus élevées (15%).

Mais nous en avons tenu compte lors de la lecture des différents spectres des signaux.

Nous pouvons conclure que l'influence des distorsions non-linéaires sur les résultats est négligeable. Cependant on doit s'attendre à de possibles déformations des spectres des signaux aux fréquences de coupures et à des harmoniques d'ordre supérieur.

CHAPITRE 3

ANALYSE SPECTRALE DES

SIGNAUX

3.1 TRACE DE SPECTRES DE REFERENCE

Le schéma de principe du montage de cette manipulation est celui de la figure 26



Fig. 26 Schéma du relevé des spectres de référence.

M est un magnétophone

FFT : analyseur de spectre

E : enregistreur graphique

La manipulation se compose d'un magnétophone AKAI, type 325 D qui délivre les signaux de référence, d'un analyseur de spectre de marque Bruel & Kjaer type 2031 et d'un enregistreur graphique Bruel & Kjaer type 2307.

La courbe de réponse du magnétophone est celle de la figure 27; sa vitesse de défilement est de 4,76 cm/s; le pleurage est inférieur à 0,06 %. Le rapport signal sur bruit est de 62 dB environ avec le système Dolby.

Le principe de fonctionnement de l'analyseur de spectre consiste à calculer la transformée de Fourier (FFT) du signal (32,33,44).

Par ailleurs, l'utilisation de l'analyseur et le choix des paramètres d'analyse afin de minimiser les erreurs nécessitent la connaissance des particularités des signaux à traiter (chapitre I) ainsi que la maîtrise des principes de traitement du signal (7,8,37,38,44)

L'enregistreur graphique est de type X,T et X,Y . Il possède 13 vitesses de défilement de papier, permet l'enregistrement de signaux de 2 à 200 kHz.

Les signaux de référence que nous avons choisis à cause de leur particularités, sont les suivants:

- quatre voix féminines et trois voix masculines pour la parole,
- l'appel à la prière pour la musique vocale,
- des fragments des compositeurs Vivaldi et Beethoven pour la musique classique,
- des enregistrements du groupe musical Santana pour la musique instrumentale.
- des enregistrements des chanteurs SIMON et GARFUNKEL pour la musique moderne.
- des enregistrements du chanteur J. Eglésias pour la musique vocale et instrumentale.
- des fragments de musique variée émis par les chaînes de la radio-diffusion Télévision Algérienne.

Brüel & Kjær
Copenhagen

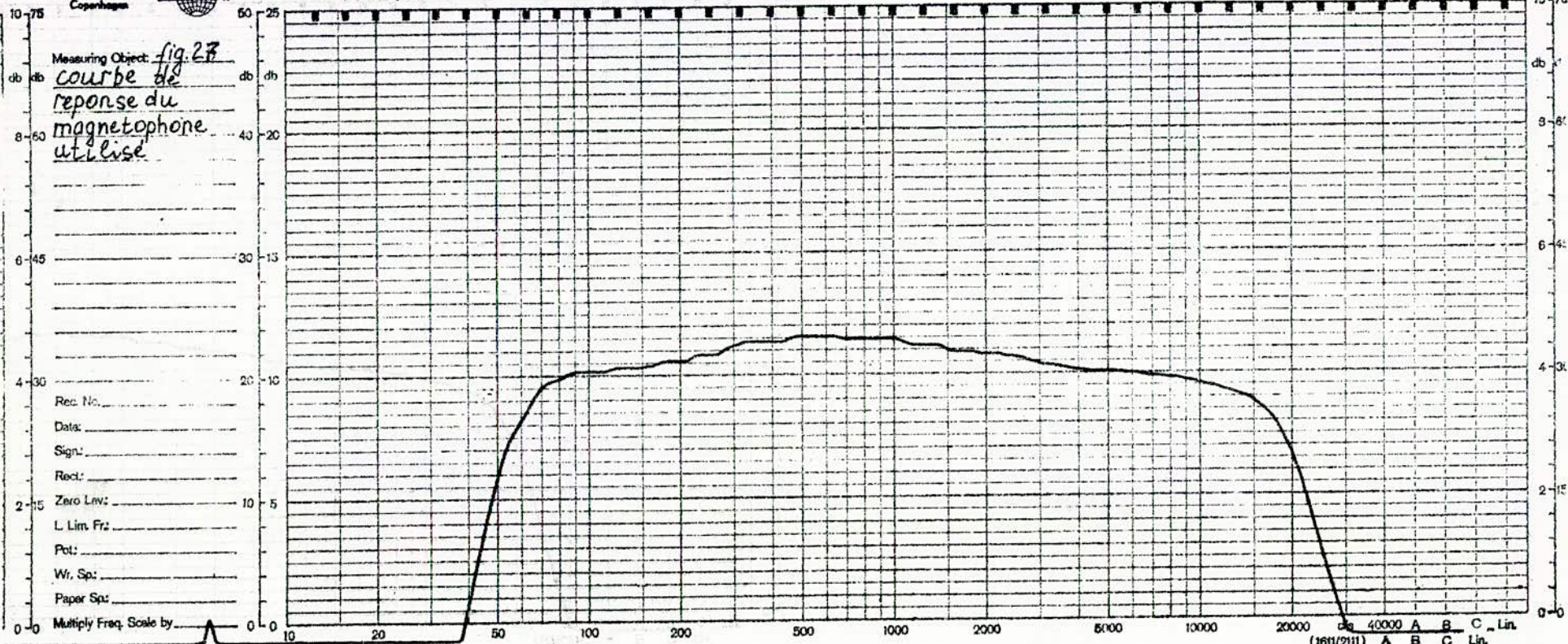


Brüel & Kjær

Brüel & Kjær

Brüel & Kjær

Measuring Object: *fig. 27*
courbe de
reponse du
magnetophone
utilise



Rec. No. _____
 Date: _____
 Sign: _____
 Recl: _____
 Zero Lev: _____
 L. Lim. Fr: _____
 Pot: _____
 Wr. Sp: _____
 Paper Sp: _____

Multiply Freq. Scale by _____

OP 1123

40000 A B C Lin.
(161/211) A B C Lin.

3.2 RECHERCHE D'UNE CONFIGURATION OPTIMALE.

L'expérience consiste à intercaler dans la manipulation précédente un des montages de régulation de la dynamique (chapitre 2) entre la source et l'analyseur de spectre, on obtient alors le schéma synoptique de la figure 28

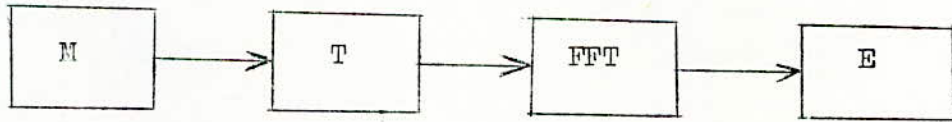


Fig. 28 : schéma d'analyse des différentes configurations.

T: est le montage à tester.

Le mode de fonctionnement de l'analyseur de spectre est en "hold max", nous mettons ainsi en valeur le niveau maximal de chaque composante.

Les résultats expérimentaux sont ceux des figures 37 à 39 . Notons que les deuxième et troisième montages donnent des spectres différents. Ceci est explicable (comme nous le verrons par la suite) par le fait que ces montages altèrent des parties différentes du spectre.

3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS

1. Premier montage

Pour tous les types de signaux, cette variante affecte la distribution spectrale. Elle favorise les fréquences aiguës, c'est à dire qu'elle se comporte comme un filtre passe-haut ou un circuit d'accentuation.

Ce phénomène peut s'expliquer de la manière suivante : l'amplitude des signaux de haute fréquence est généralement faible. Souvent ces signaux sont des harmoniques d'amplitude faible de signaux de basses fréquences forts émis par exemple par un instrument de musique.

Lors du passage des signaux de basses fréquences forts, le gain de l'étage amplificateur a tendance à diminuer, par contre lorsqu'il s'agit des fréquences aiguës, d'amplitude faible l'amplification à CAG augmente et entraîne ainsi une augmentation de l'amplitude des sons de hautes fréquences. Ce qui explique pourquoi le circuit dénature les sons en affectant la distribution spectrale.

Les ont montré que les distortions sont proportionnelles au taux de compression et à la largeur de la bande de fréquence du signal considéré.

2. Deuxième montage

Nous avons rencontré des difficultés pour interpréter les résultats initiaux.

Brüel & Kjær

Potentiometer Range: _____

dB Rectifier: _____

Lower Lim. Freq.: _____

Hz. Wr. Speed: _____

mm/sec. _____

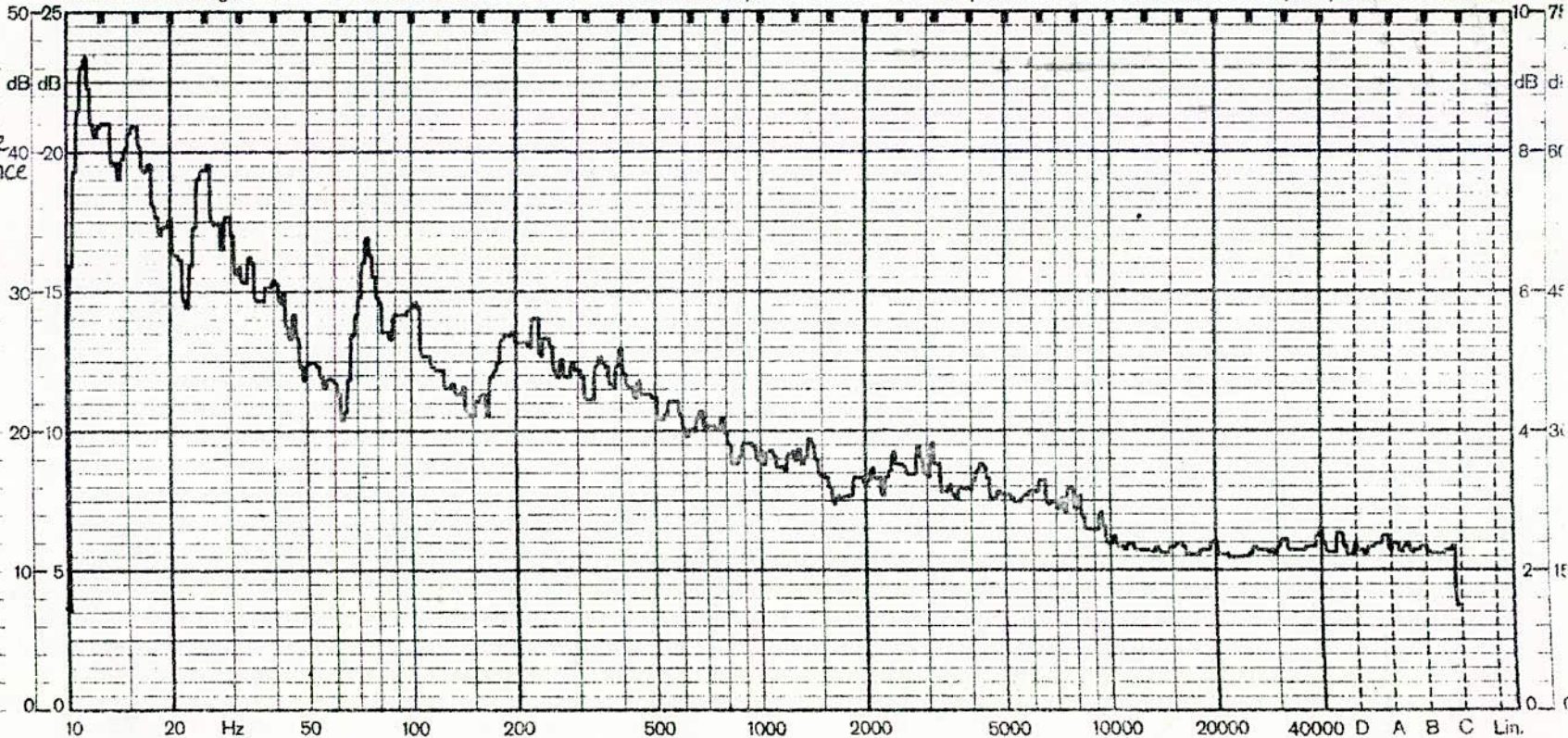
Paper Speed: _____

mm/sec. _____

Measuring Object
fig. 29

*Exemple
de spectre
de reference*

*Voix
Feminine*



Rec. No.: _____

Date: _____

Sign: _____

QP 1124

Multiply Frequency Scale by: _____

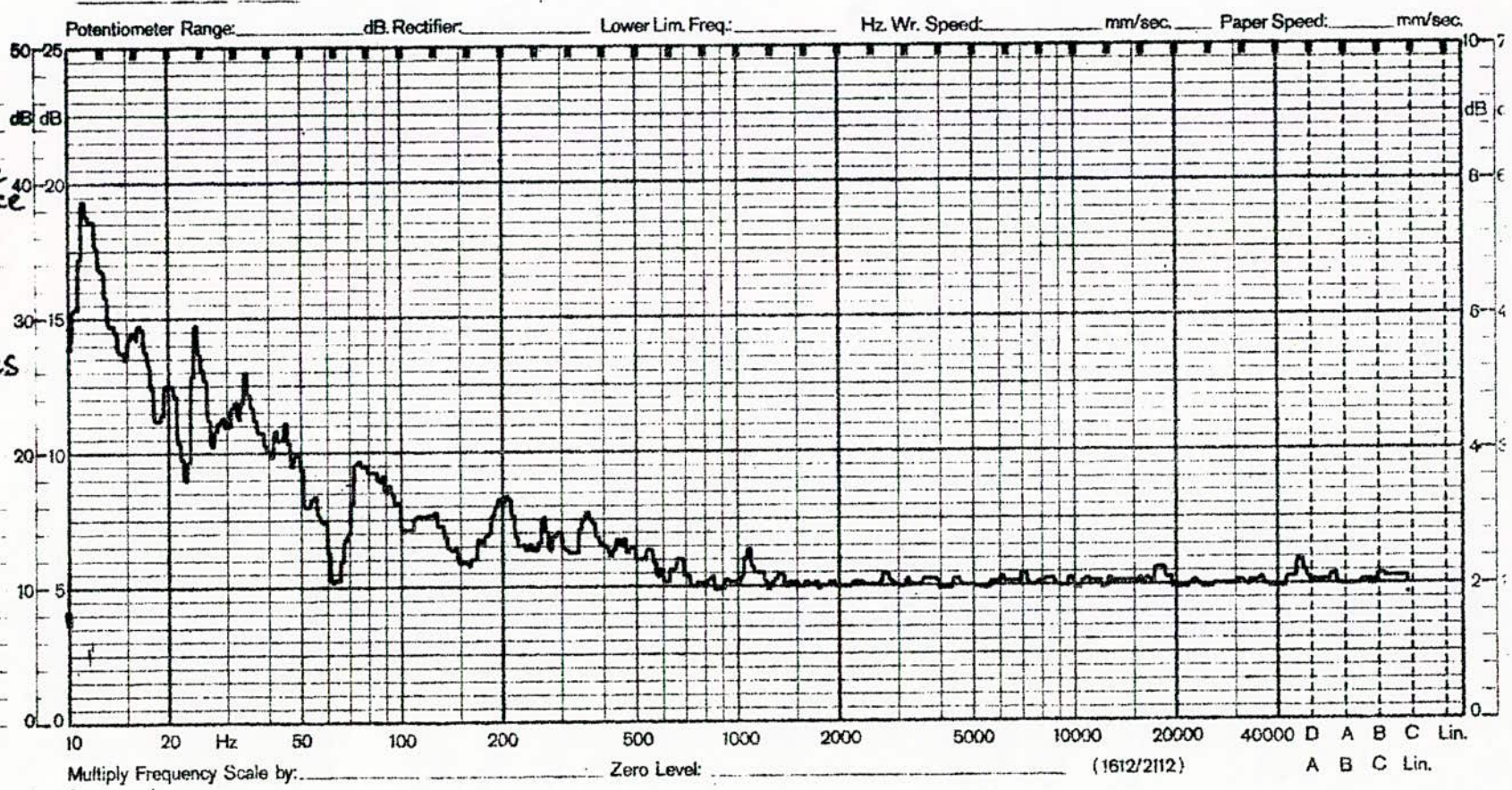
Zero Level: _____

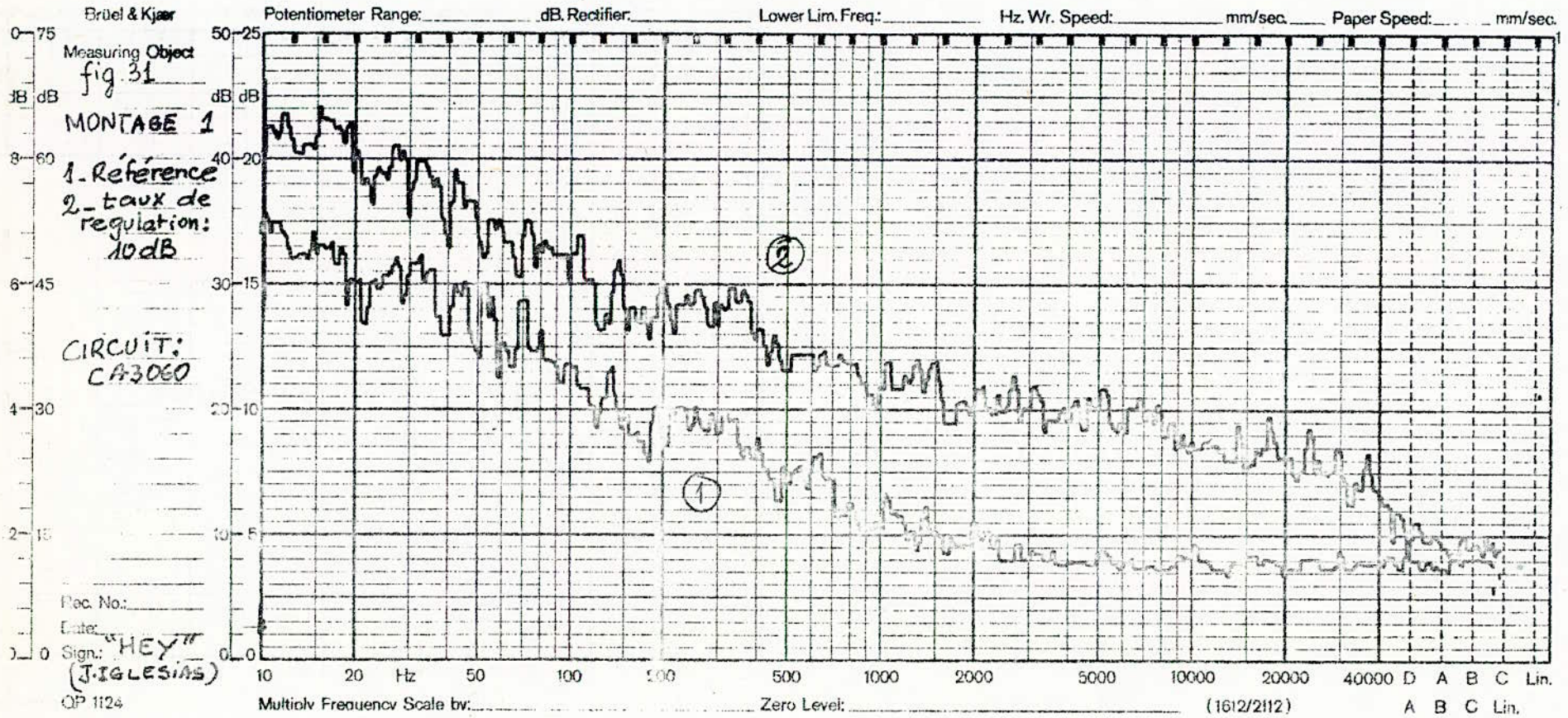
(1612/2112)

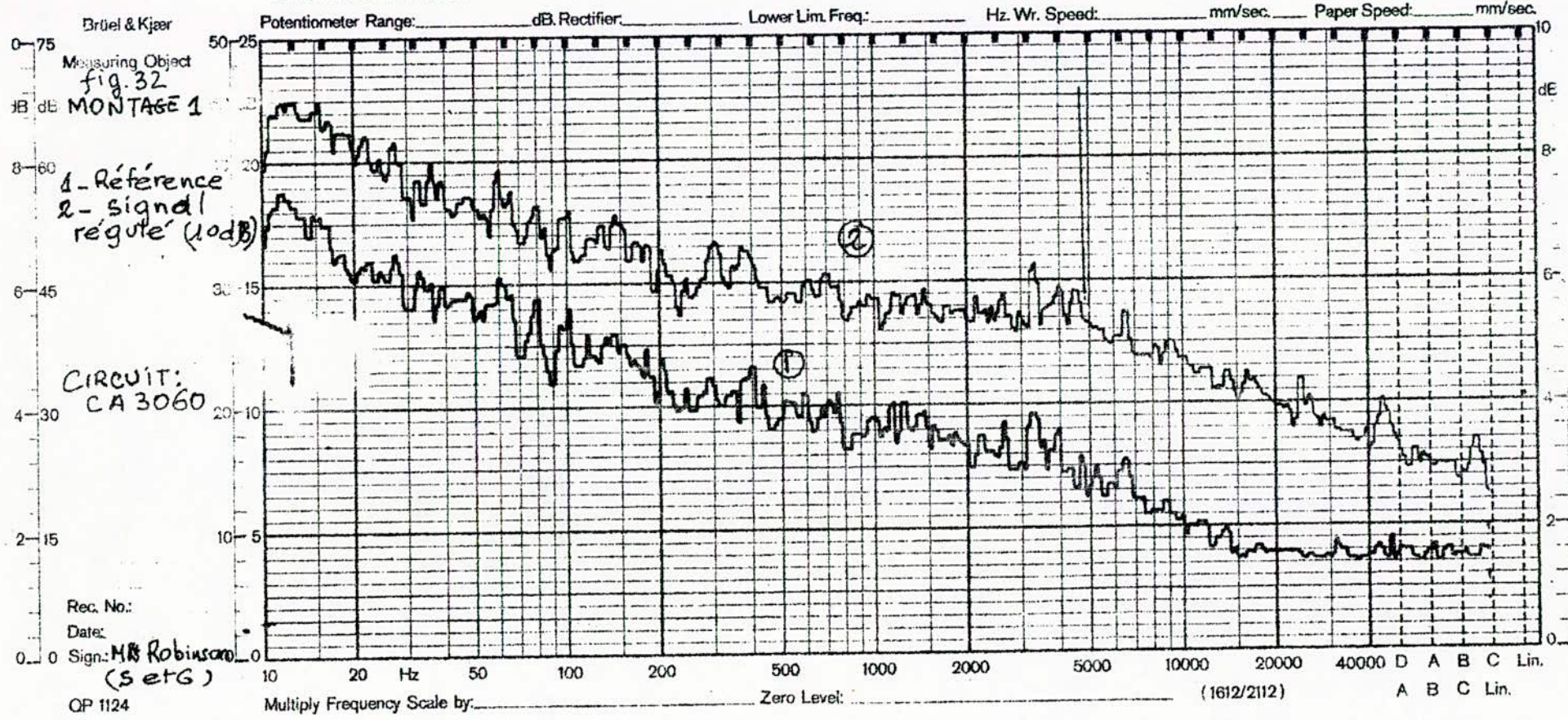
A B C Lin.

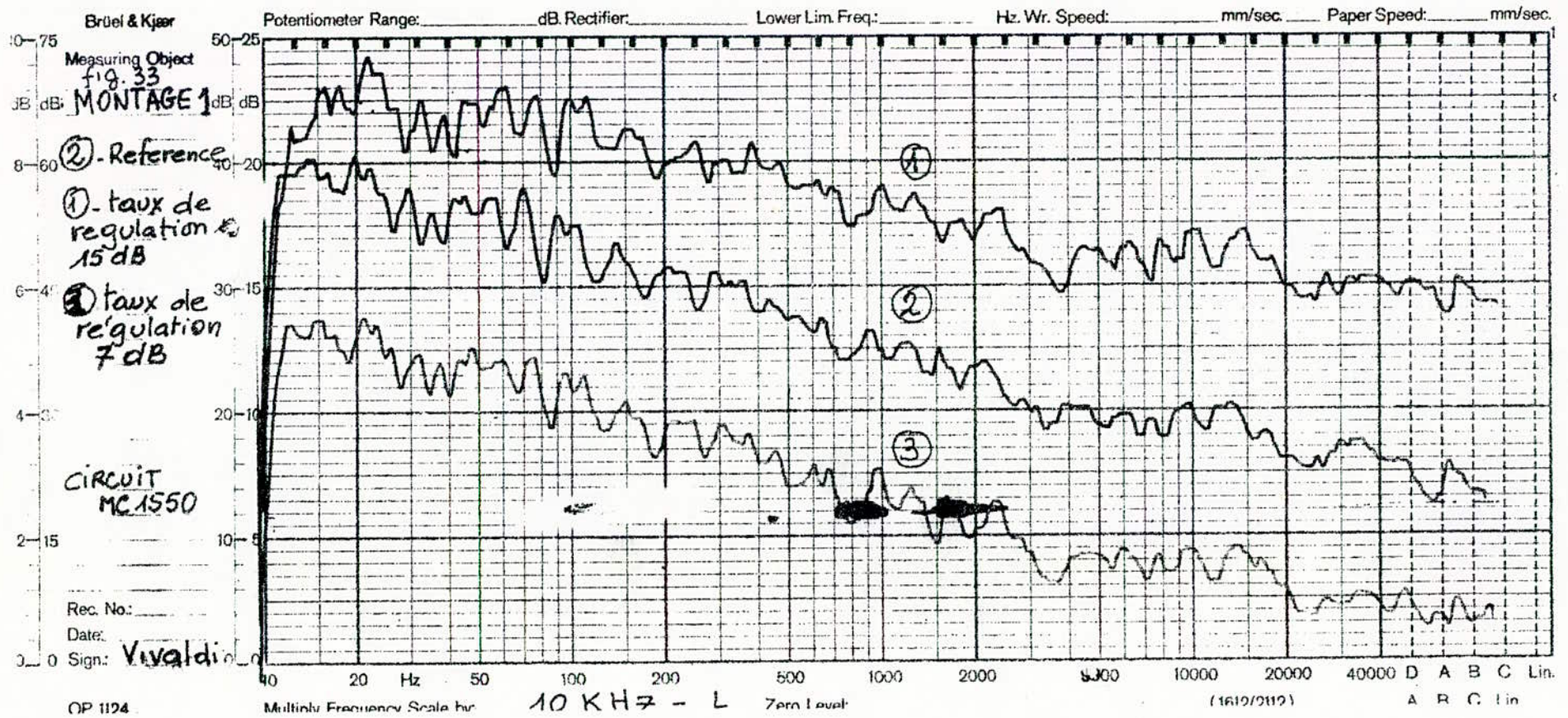
Brüel & Kjær
 Measuring Object
fig. 30
 Exemple
 de spectre
 de reference
 Moyenne
 de 2 voix
 Masculines

Rec. No.: _____
 Date: _____
 Sign.: _____
 QP 1124









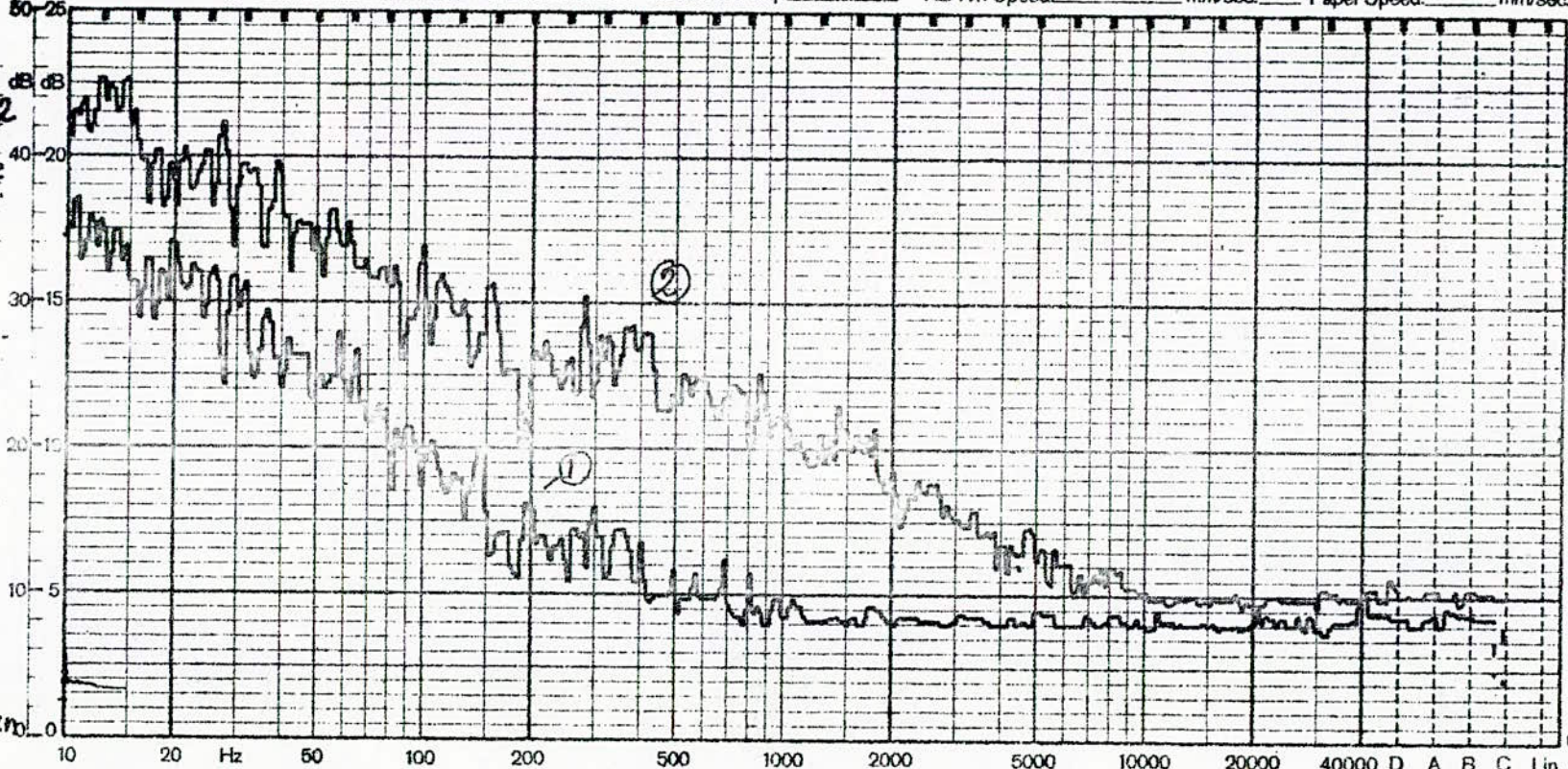
Brüel & Kjær

Potentiometer Range: _____ dB Rectifier: _____ Lower Lim. Freq: _____ Hz Wv. Speed: _____ mm/sec Paper Speed: _____ mm/sec

0-75
dB
8-60
6-45
4-30
2-15
0-0

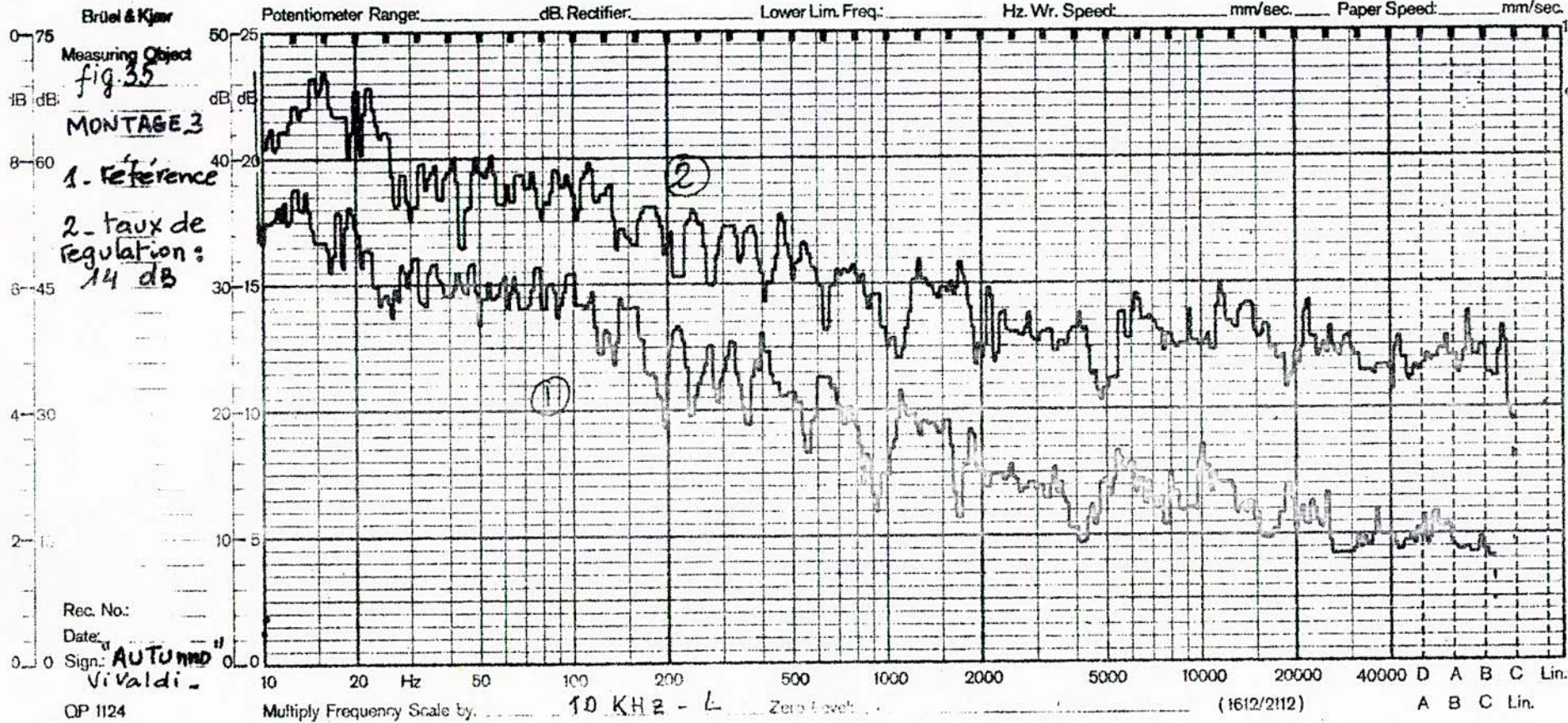
Measuring Object
fig. 34
MONTAGE 2
1. Reference
2. Signal
réglé

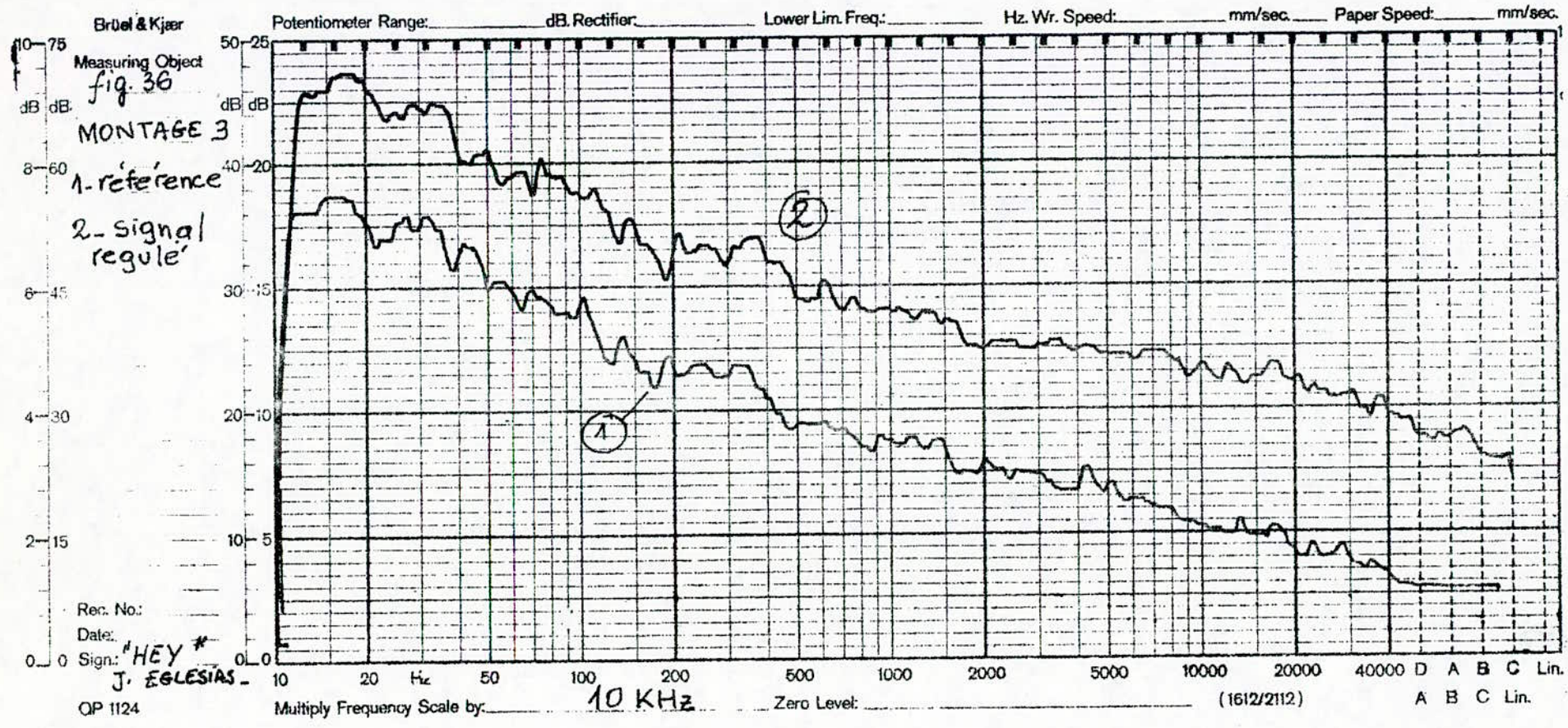
Rec. No.:
Date:
Sign: *Beethoven*

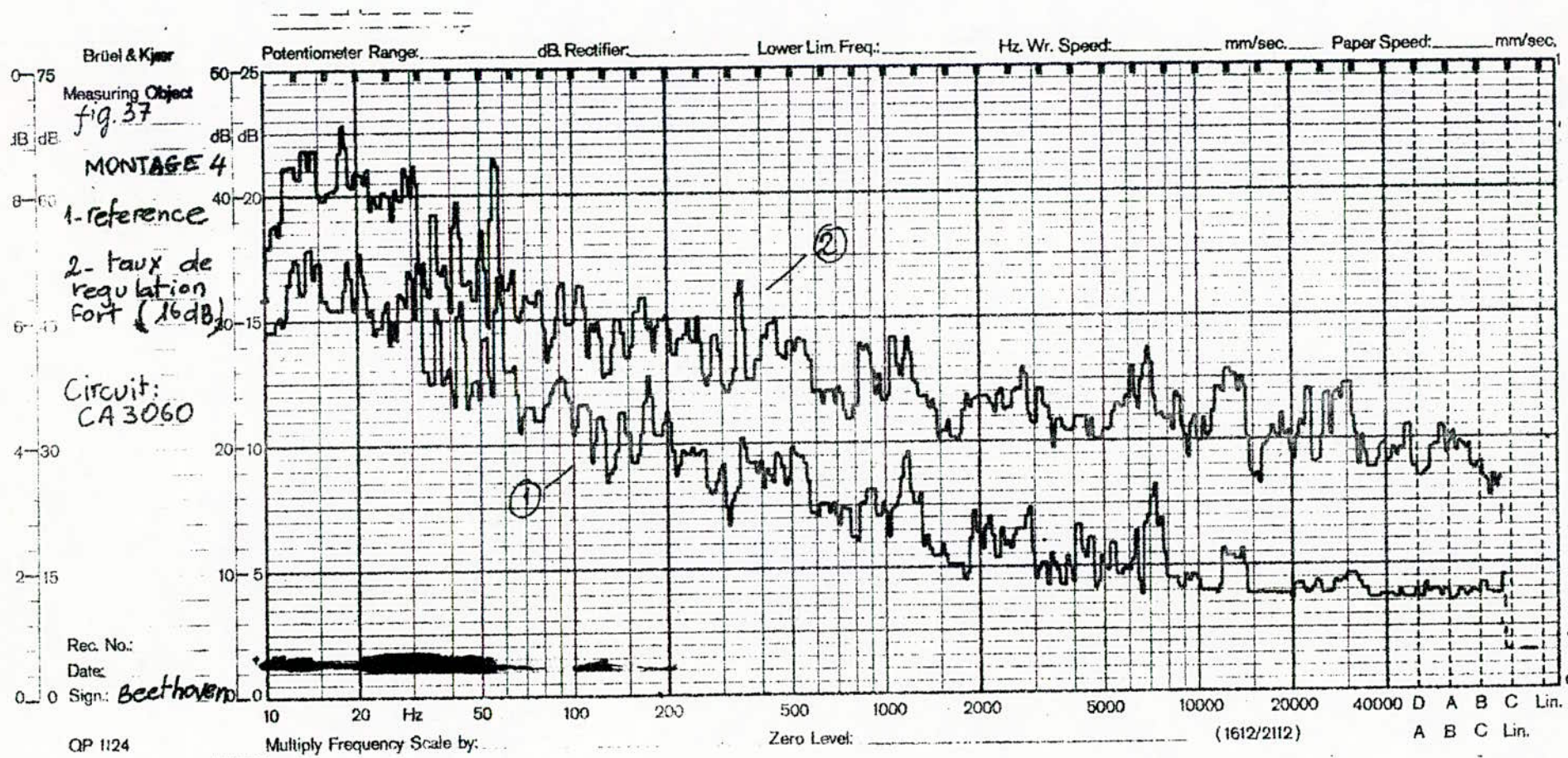


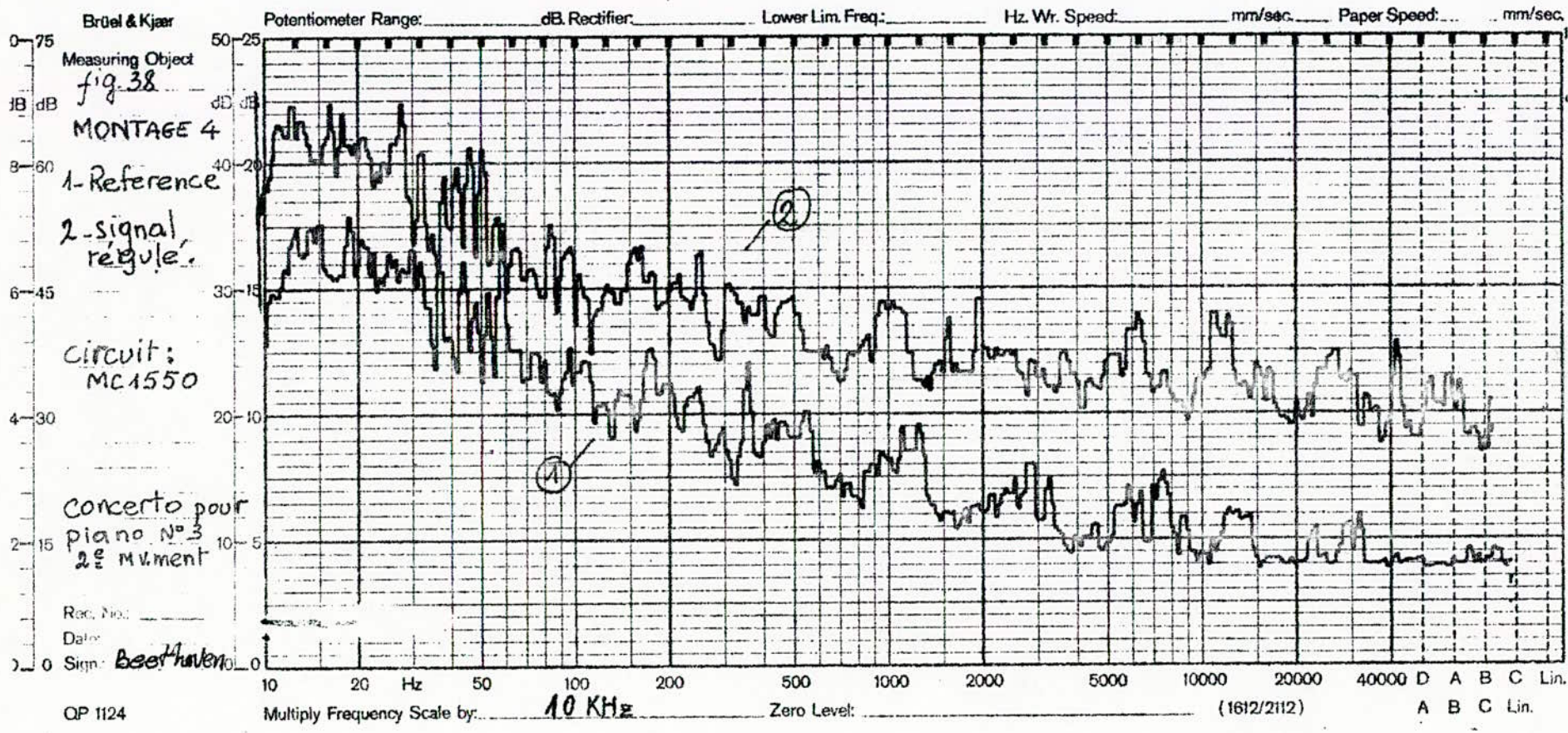
QP 1124

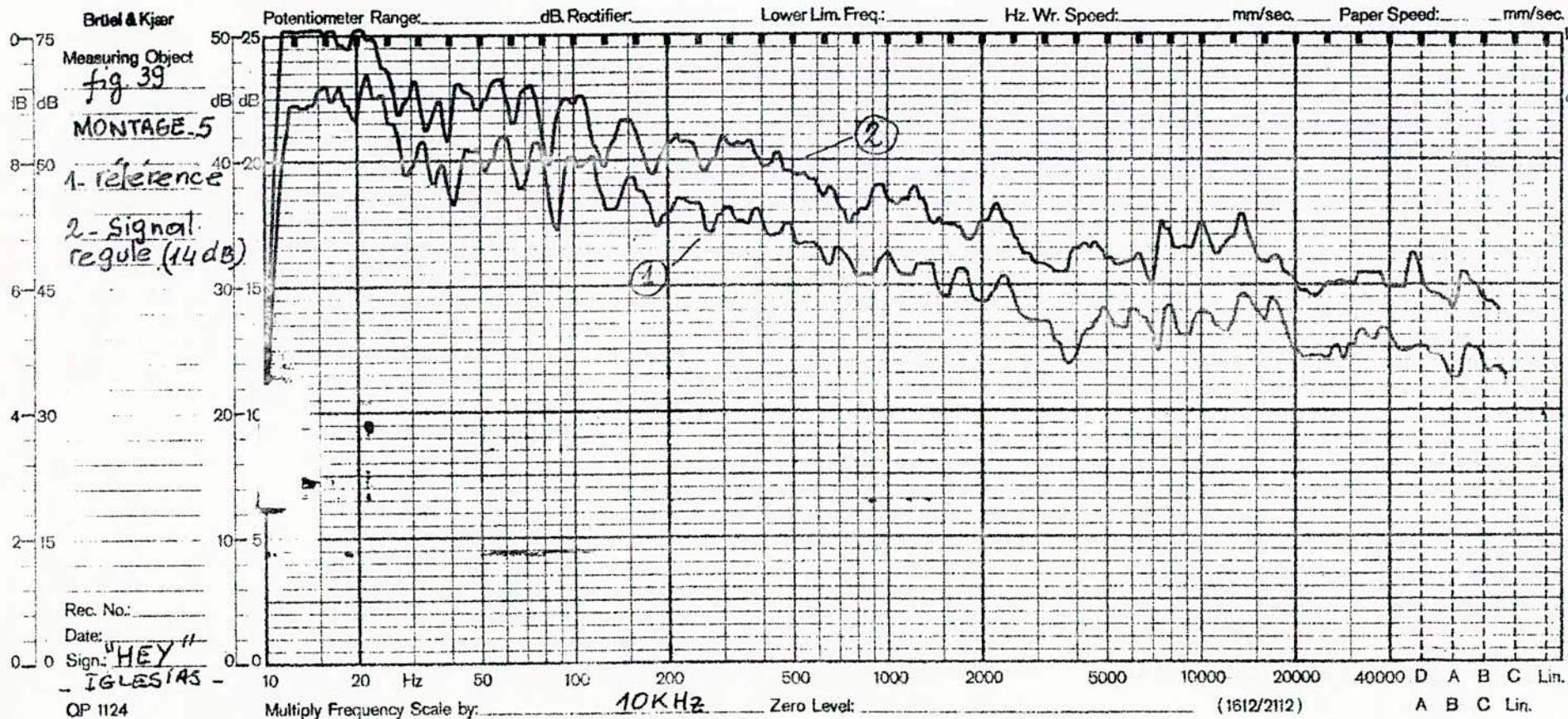
Multiply Frequency Scale by: _____ Zero Level: _____ (1612/2112) A B C Lin.











Les résultats expérimentaux paraissent contradictoires à première vue. Ainsi pour chaque réalisation d'un processus donné, nous obtenions des résultats différents.

Pour expliquer les résultats obtenus, nous choisissons un modèle de signal aléatoire non stationnaire :

$$X(t) = a(t) + b(t) \cdot c(t) \quad (III.1)$$

Où $a(t)$ et $b(t)$ sont des signaux déterministes, et $c(t)$ un signal aléatoire stationnaire.

$a(t)$ et $b(t)$ sont des signaux modulateurs d'assez basse fréquence. Deux cas peuvent se présenter:

- Les signaux modulateurs sont d'amplitude supérieure au signal $c(t)$ supposé de haute fréquence (fig. 30a) .

- Les signaux modulateur sont de fréquence faible et d'amplitude inférieure au signal $c(t)$ supposé de haute fréquence (fig. 30b)

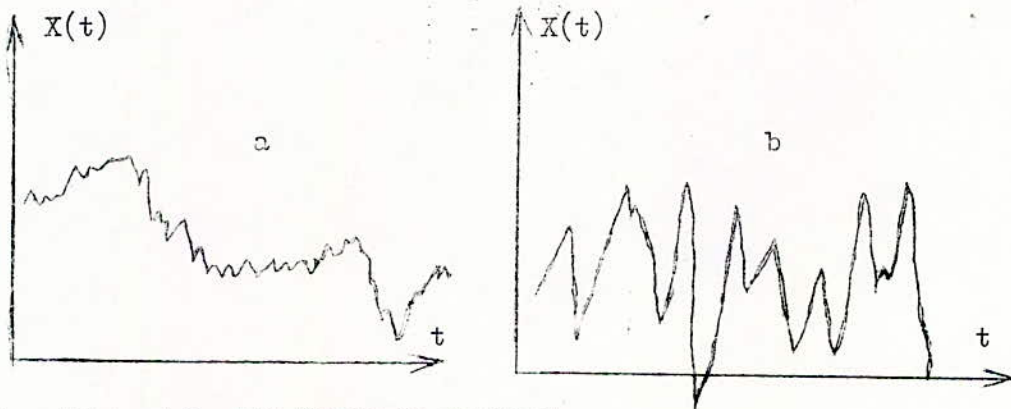


Fig. 40 a et b Les types de signaux.

Dans le premier cas, le schéma reproduit assez fidèlement le spectre du signal. Le taux de compression peut être d'environ 18 dB.

Si le signal $X(t)$ est composé essentiellement de composantes hautes fréquences (fig. 30b), les composantes basses fréquences sont de faible amplitude. Dans le circuit de contre-réaction, une tension de commande proportionnelle à l'énergie de la partie haute du spectre est induite. Cette tension diminue le gain du canal basse fréquence alors que les composantes basses fréquences étaient au départ de faible amplitude ce qui entraîne la déformation de la distribution spectrale.

Pour un signal sonore réel, d'expression vocale ou musicale ou autre, les deux modèles (Fig. 30 a et b), peuvent s'enchaîner.

Avec un taux de compression faible (environ 8dB), les distorsions sont assez faibles (de 1 à 3 dB).

3. Troisième montage

Les mêmes contradictions que pour la seconde variante ont été relevées pour ce type de montage. La partie supérieure du spectre n'est pas réglée. Ce montage dénature les sons de types différents. Le circuit a donné des résultats satisfaisants pour la parole avec un taux de compression de 15 dB environ.

En déplaçant la fréquence de coupure du filtre basse fréquence jusqu'à 2,1 kHz, nous obtenons les mêmes résultats.

Une étude analogue à celle de la seconde variante donne des résultats identiques.

4. Quatrième montage

Ce montage a donné de meilleurs résultats que les variantes précédentes.

Parfois, nous avons remarqué des distorsions appréciables sur certains spectres et décidé de pousser l'analyse avec le modèle du signal déjà proposé.

Les plus grandes distorsions ont été observées lorsque les signaux modulateurs $a(t)$ et $b(t)$ supposés de basses fréquences ont des amplitudes supérieures à celle de $c(t)$. Dans ce cas, la tension de commande est pratiquement proportionnelle à la partie basse fréquence du signal de sortie. Cette tension tend à diminuer le gain du canal basse fréquence, ce qui est nécessaire.

Mais, elle tend également à faire diminuer le gain de la partie haute du spectre du signal, ce qui crée les distorsions du signal de sortie.

5. Cinquième montage

C'est le circuit qui a donné les résultats les plus satisfaisants pour tous les types de signaux.

Réalisant un taux de compression maximal pour les composants électroniques utilisés dans le montage, le circuit reproduit le spectre des signaux avec des distorsions inférieures à 1 dB sur une bande de fréquence de 10 kHz.

Conclusion

A partir de ces résultats, nous allons maintenant avec plus de détails étudier le montage pour lequel la dynamique de chaque bande de fréquence est commandé par sa propre énergie .

Pour cela , nous utilisons le montage de la figure 113 car c'est une configuration optimale . Puis nous testons ce montage avec quatre et huit bandes de fréquences .

3.4 RECHERCHE D'UN NOMBRE OPTIMAL DE CANAUX

Afin de trouver le nombre optimal de canaux, nous avons comparé le spectre du signal régulé à la référence. Les expériences ont été effectuées à partir des schémas des figures 27 et 29.

L'analyse du montage à quatre canaux montre que ce dernier n'introduit pas de distorsions notables dans le signal.

De façon plus précise, les résultats expérimentaux (fig. 41 à 49) montrent que pour un taux de compression maximal possible (26 dB environ), le montage à quatre canaux reproduit toute la bande audiophonique sans distorsion (inférieure à 1 dB). Pour vérifier ces résultats des signaux sinusoïdaux ont été utilisés.

Les résultats ainsi obtenus sont suffisants et rendent superflus l'étude d'un montage à huit canaux.

3.5 CONCLUSION

En résumé, nous pouvons dire :

1 - Le montage à deux canaux, pour une compression de 18 à 20 dB reproduit le signal avec un taux de distorsion faible (1 à 3 dB) sur une bande de fréquence de 15 kHz environ.

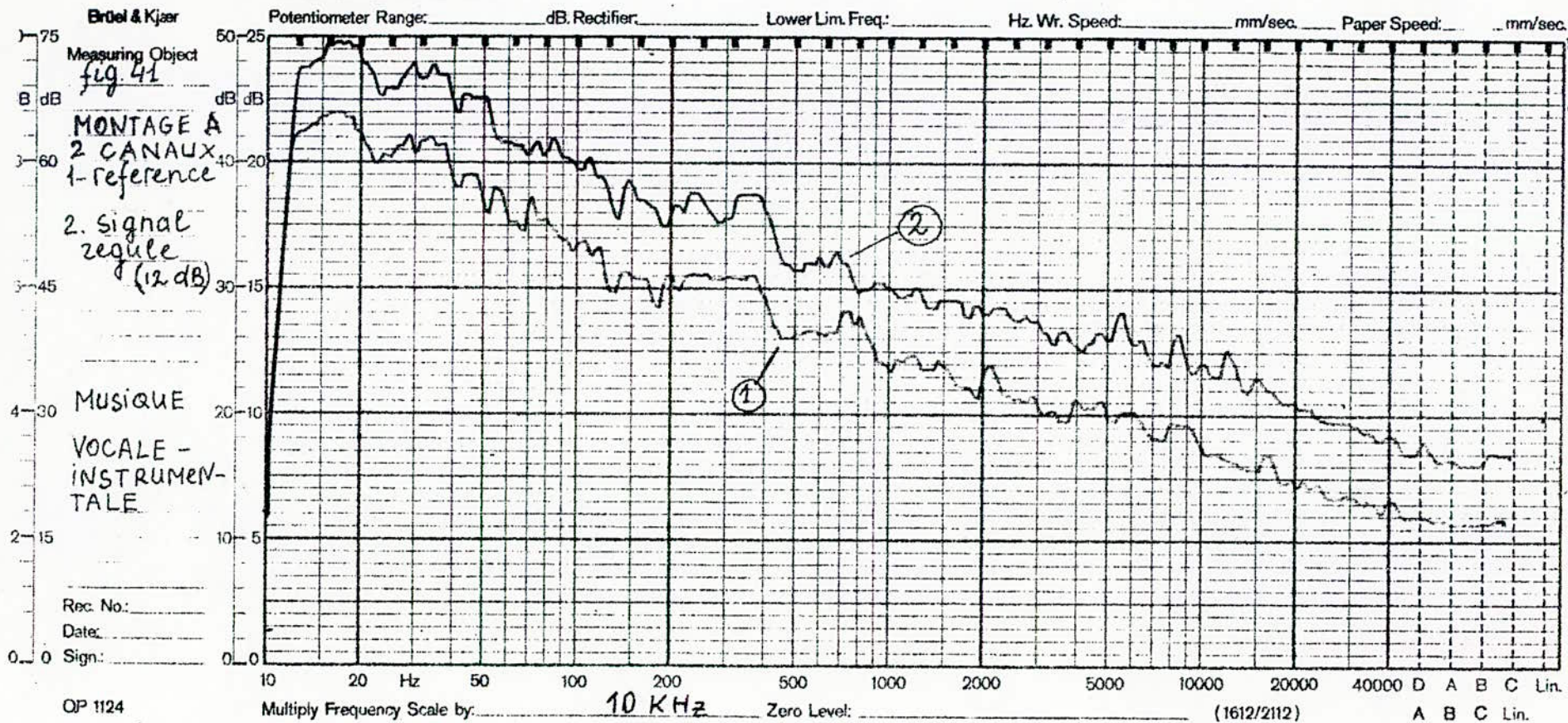
2 - Un seul canal peut servir à réguler la dynamique d'une bande de fréquence allant jusqu'à 5 ou 8 kHz.

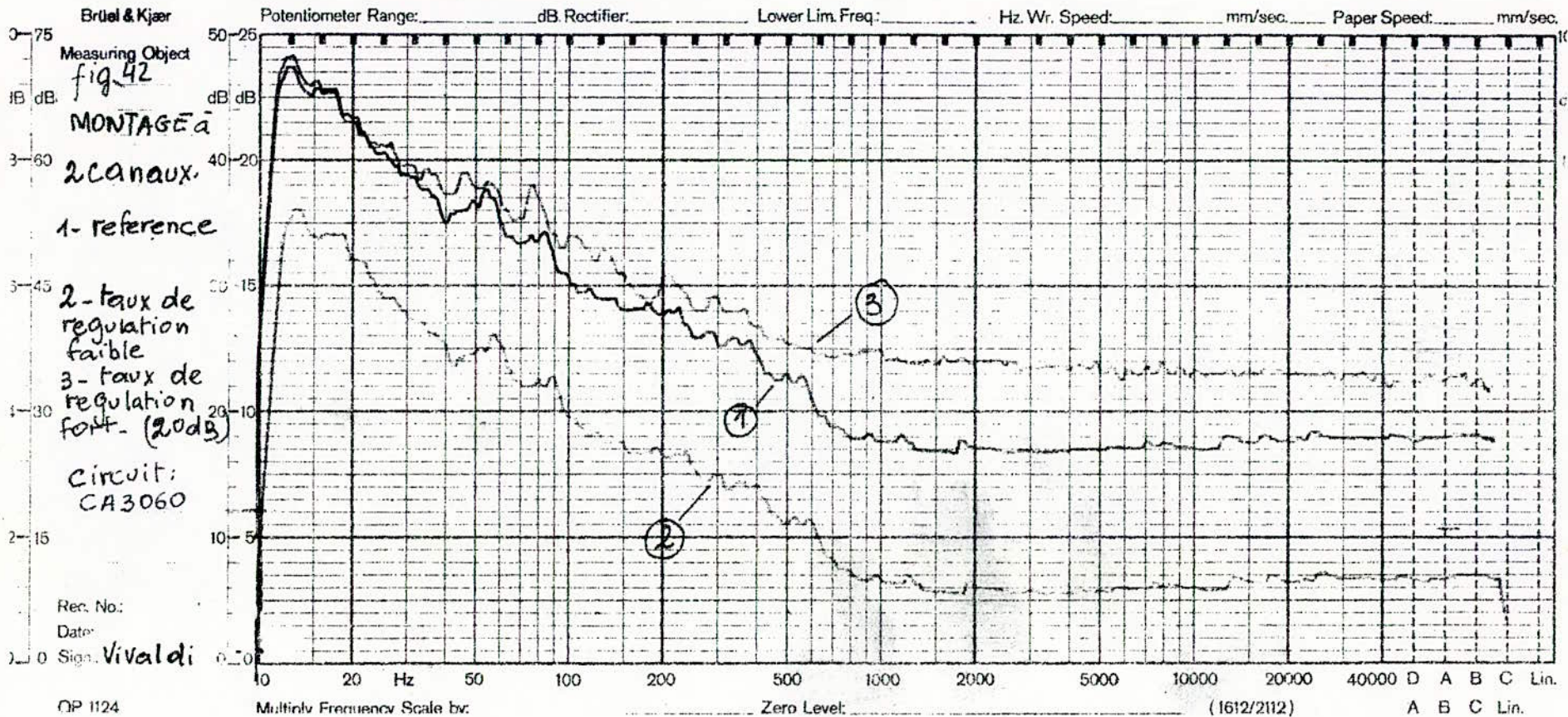
3 - Le montage à quatre canaux suffit à transmettre la bande audiophonique sans distorsion, avec une compression de 26 dB environ.

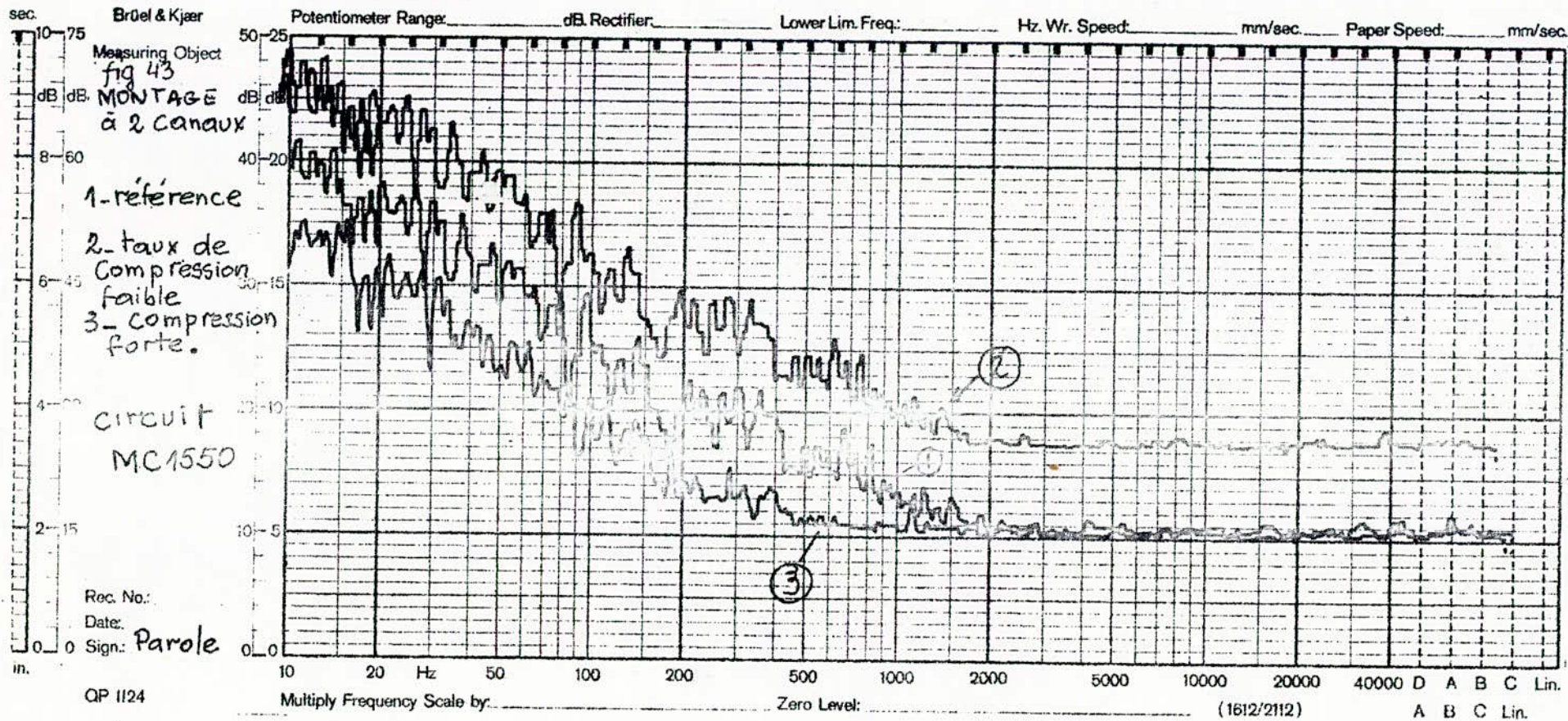
4 - Le montage à quatre canaux montre qu'il est inutile d'étudier la variante à huit canaux.

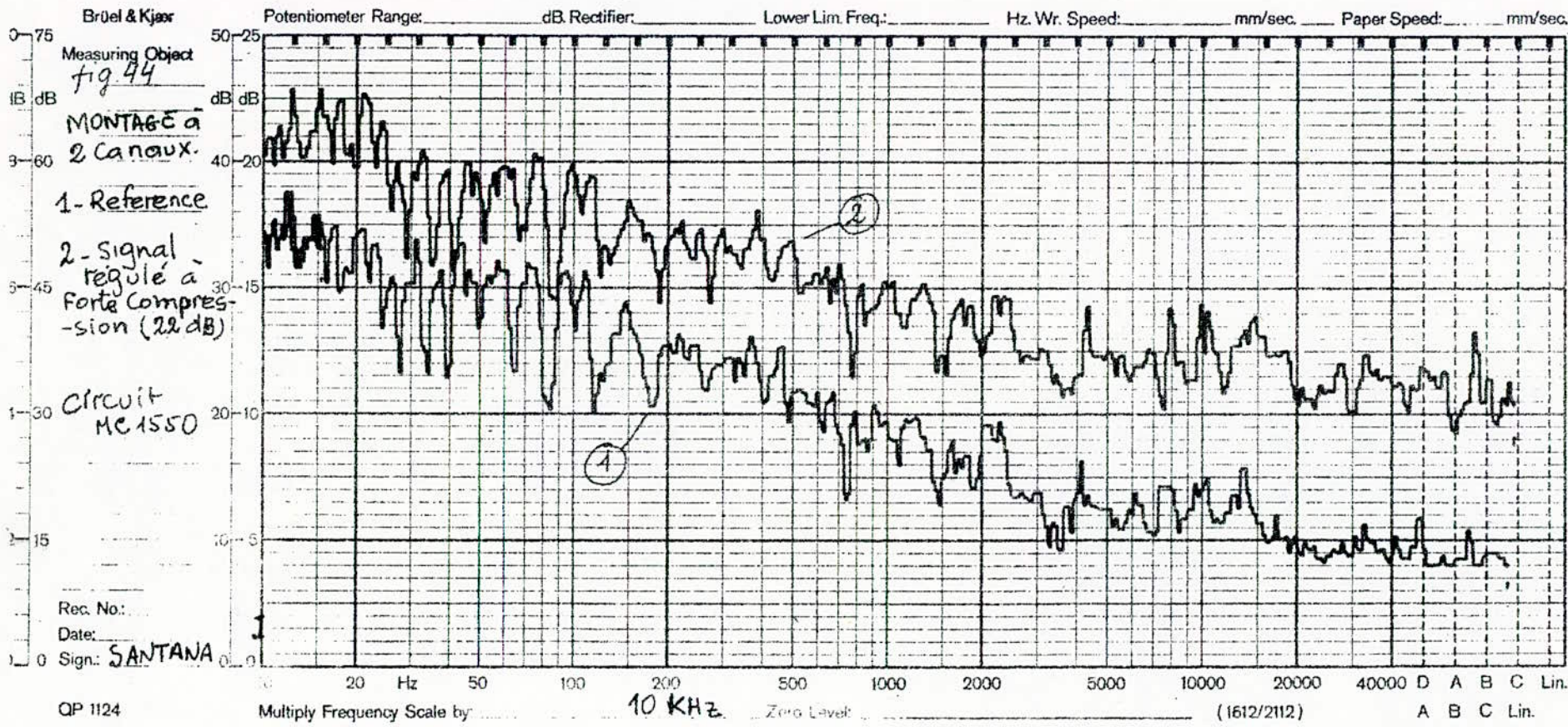
5 - L'analyse spectrale des signaux montre que les niveaux forts sont plus ou moins centrés autour de la fréquence 500 Hz environ. Ceci est surtout valable pour la musique vocale, la parole, la musique classique. Cette fréquence est décalée vers 1000 Hz environ pour la musique instrumentale et moderne.

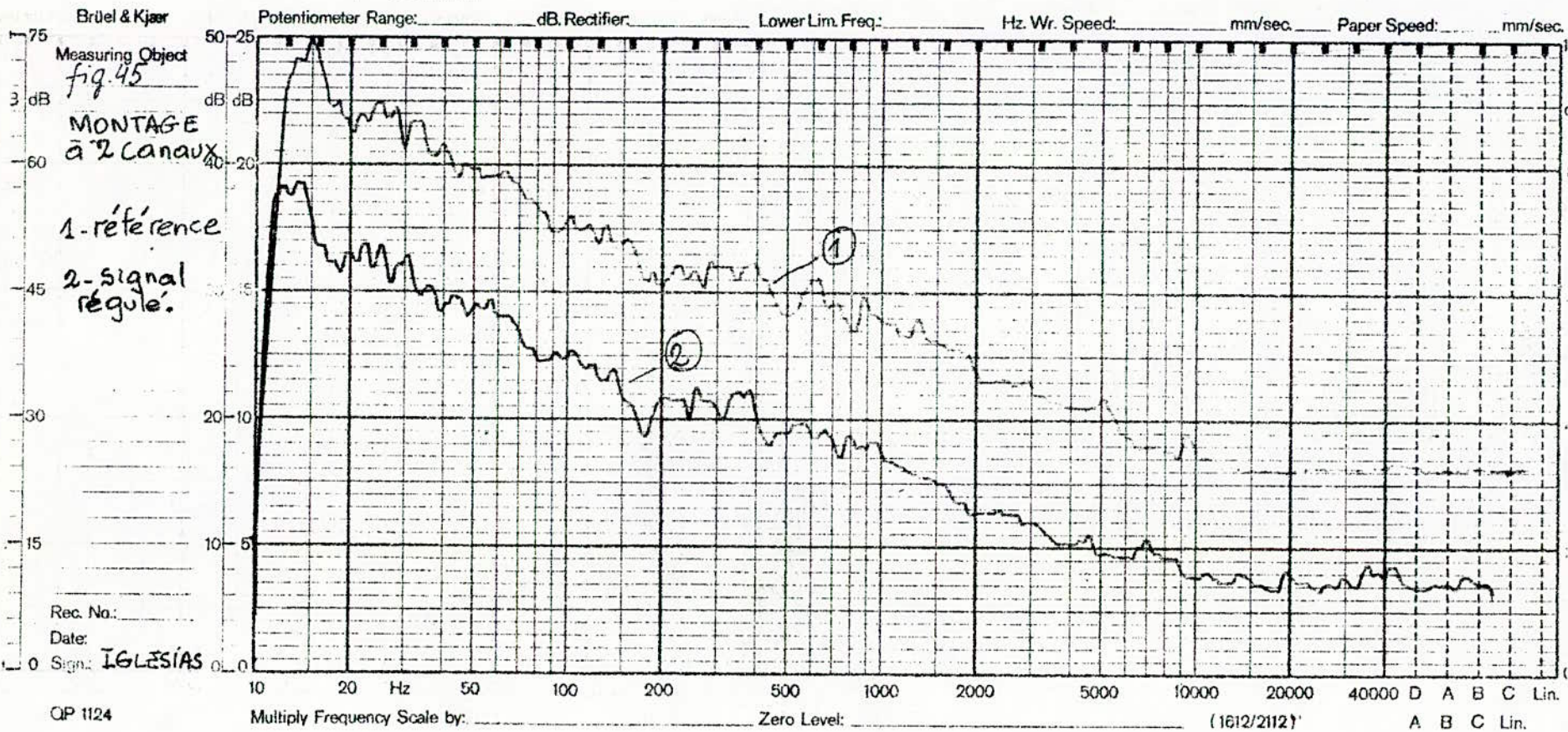
Il est à signaler que les signaux utilisés ont une dynamique limitée à 60 dB environ.







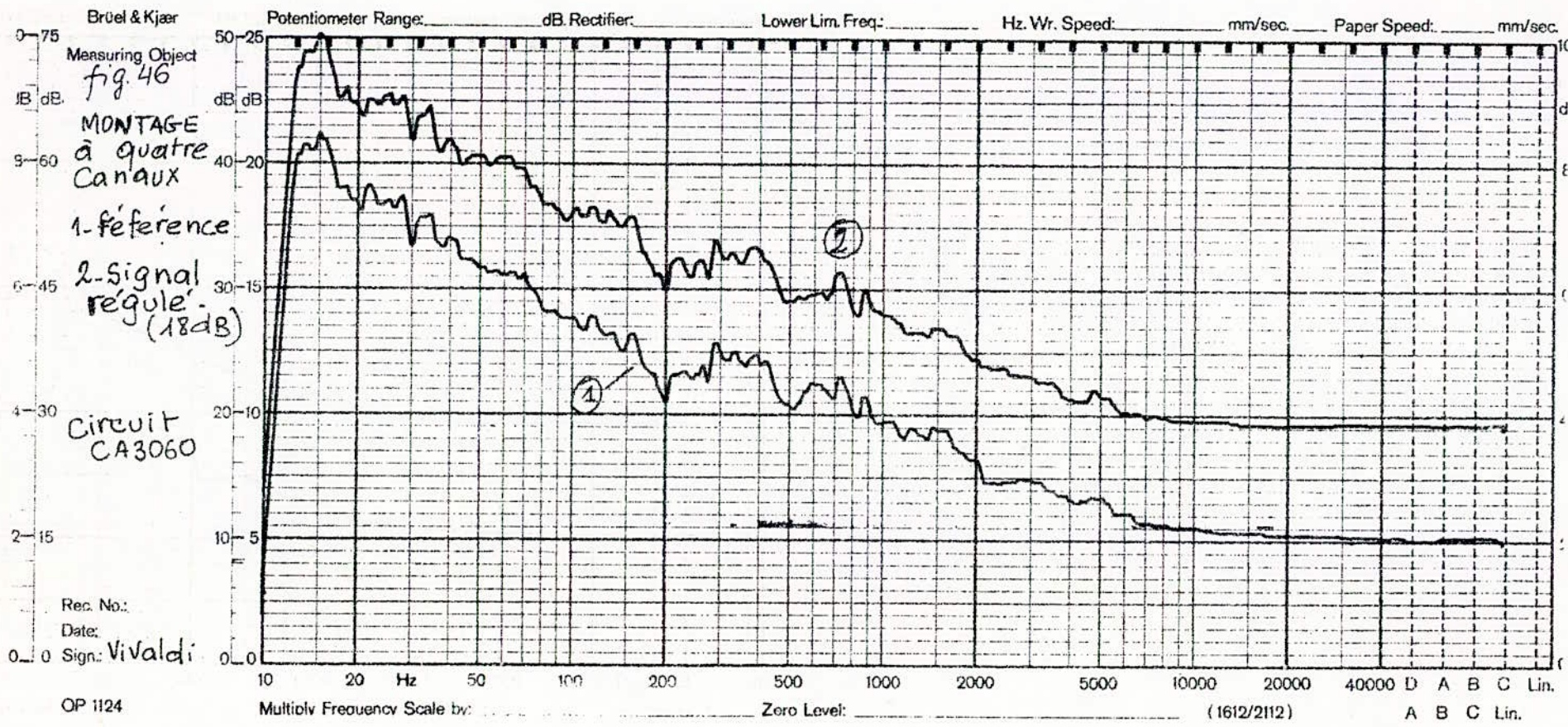




QP 1124

Multiply Frequency Scale by: _____ Zero Level: _____ (1612/2112)

A B C Lin.



OP 1124

Brüel & Kjær
Copenhagen



Measuring Object: *fig 47*

MONTAGE à

4 canaux

*compression
maximale
designal (2ndB)*

*Circuit :
CA 3060*

Rec. No. _____

Date: _____

Sign: *Vivaldi*

Rect: _____

Zero Lev: _____

L. Lim. Fr: _____

Pol: _____

Wr. Sp: _____

Paper Sp: _____

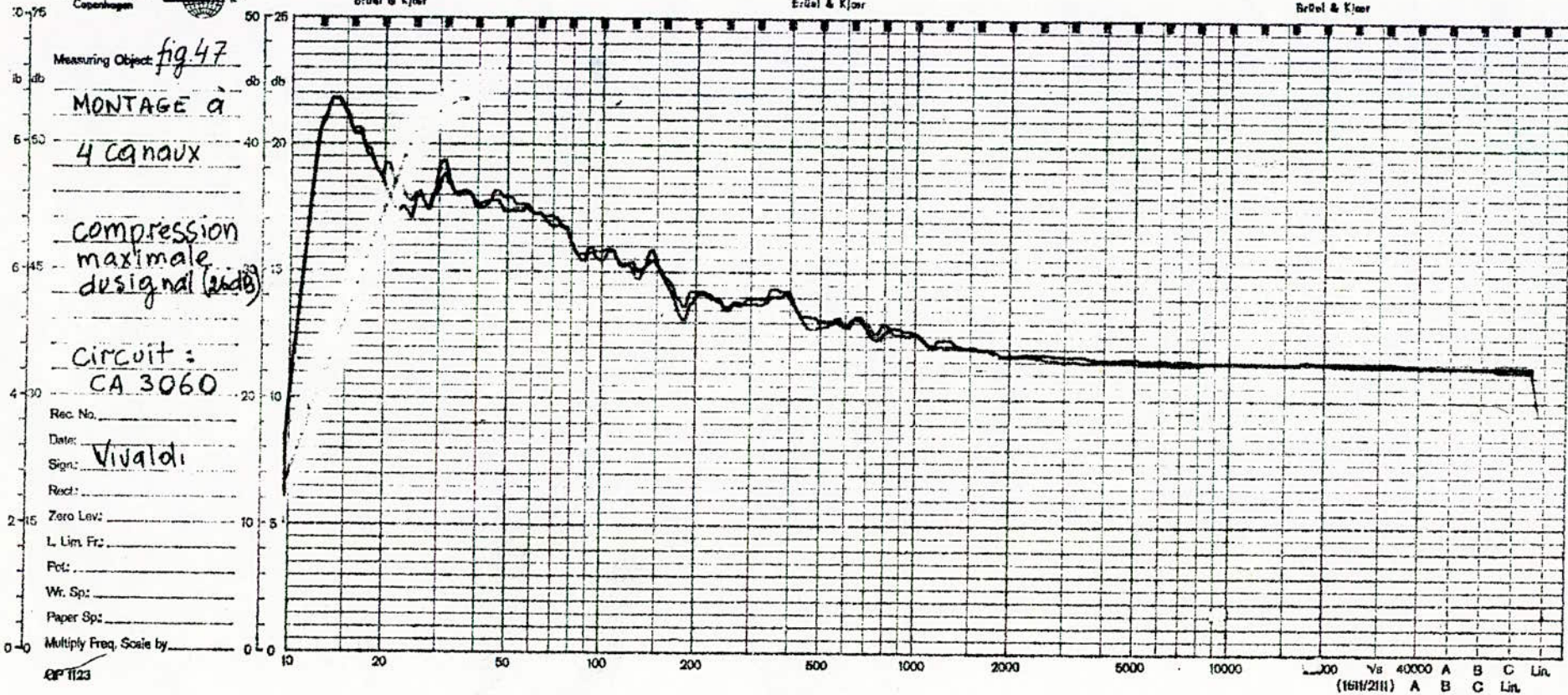
Multiply Freq. Scale by _____

QP 1123

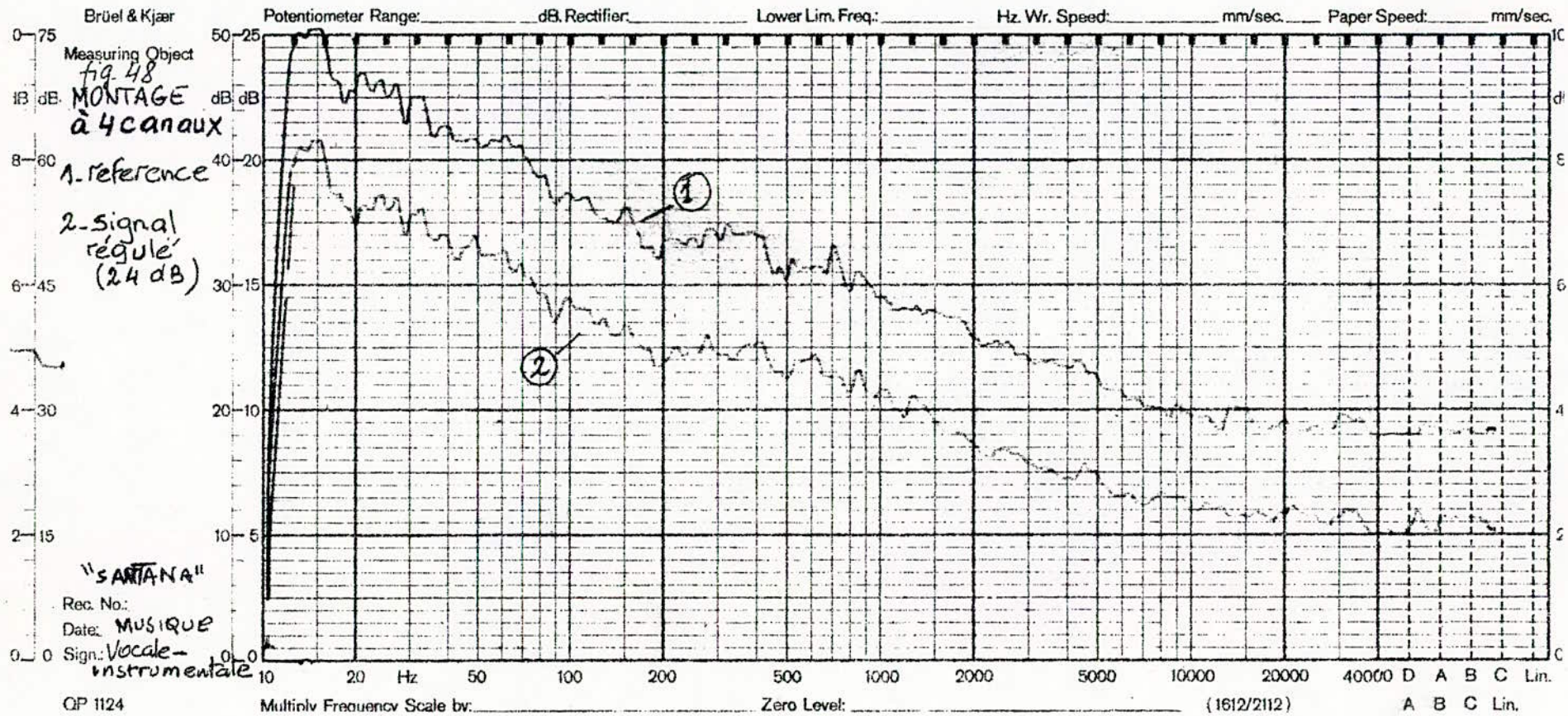
Brüel & Kjær

Brüel & Kjær

Brüel & Kjær



100 Vs 40000 A B C Lin.
(1611/2111) A B C Lin.



Measuring Obj: *fig 49*

Comparaison

Des montages

1 - à 2 canaux

2 - à 4 canaux

Circuit:
CA 3060

Rec. No. _____

Date: _____

Sign: *Primavera"*

Ref: *(Vivaldi)*

Zero Lev: _____

L. Lim. Fz: _____

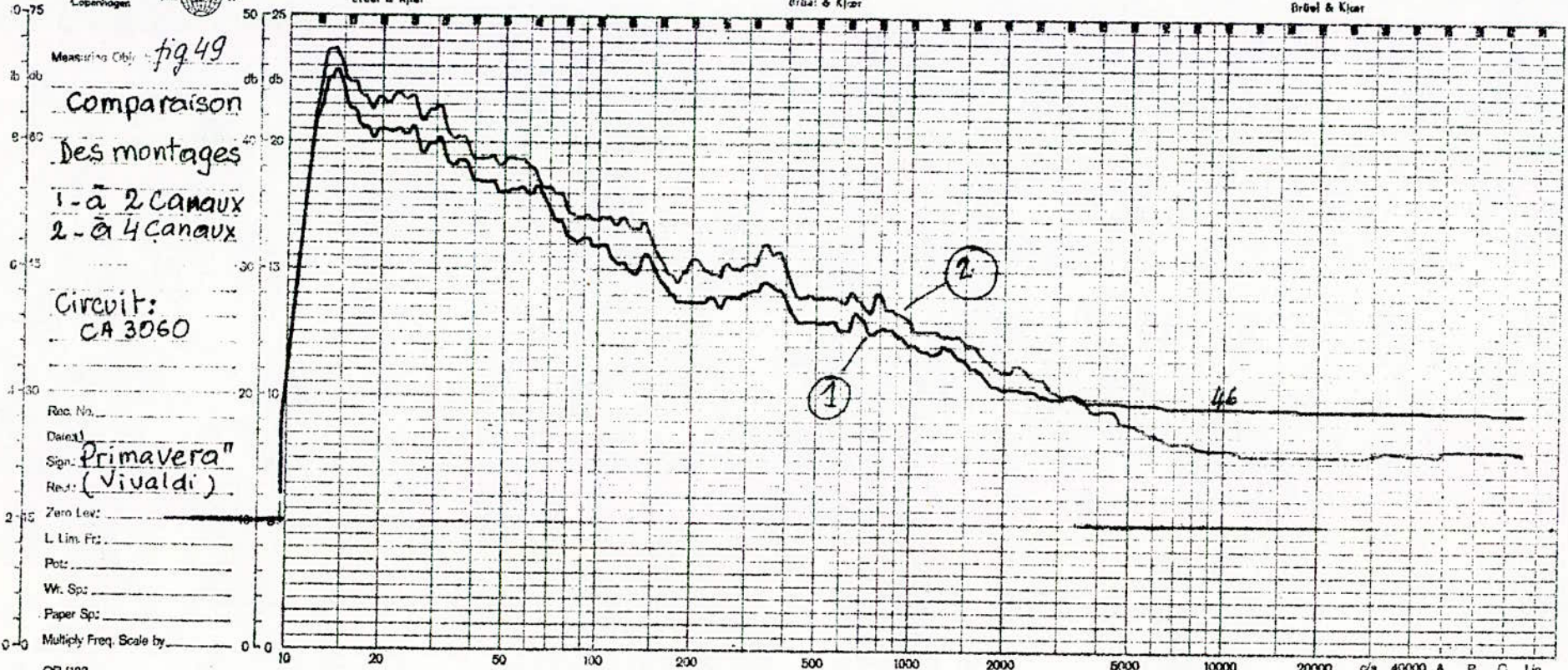
Pot: _____

Wt. Sp: _____

Paper Sp: _____

Multiply Freq. Scale by _____

QP 1123



Handwritten mark

65,86 dB 46,71

(181/211) A B C Lin.

CHAPITRE 4

ANALYSE STATISTIQUE DES

SIGNAUX

CHAPITRE 4

ANALYSE STATISTIQUE DES

SIGNAUX

1. INTRODUCTION

Notre but est de déterminer la densité de probabilité des niveaux et de faire une analyse des extrêmes des signaux sonores. Nous avons montré à l'aide des relations I.4 et I.14 que la dynamique d'un son est une fonction aléatoire; les variations des niveaux qui caractérisent sa dynamique sont un processus aléatoire. L'intérêt d'une analyse statistique présente plusieurs aspects :

- La connaissance de la densité de probabilité des niveaux d'un signal permettra à l'utilisateur de choisir un taux de compression optimal selon la qualité de transmission requise ou demandée.
- L'analyse statistique montre comment varie la distribution d'un signal lorsque sa dynamique est contrôlée, et prouve ainsi la compression de ce dernier.
- La répartition des niveaux définit la probabilité des niveaux maxima N_{max} et des niveaux minima N_{min} caractérisant la dynamique d'un signal.
- L'analyse des dépassements détermine le temps de surcharge d'un canal.

Nous voulons visualiser sur écran et enregistrer graphiquement la distribution des niveaux. nous réalisons un dispositif capable d'atteindre le but désiré. Ce dispositif permettra également de faire l'analyse des dépassements. Le schéma de la manipulation est donné par la figure 50 .

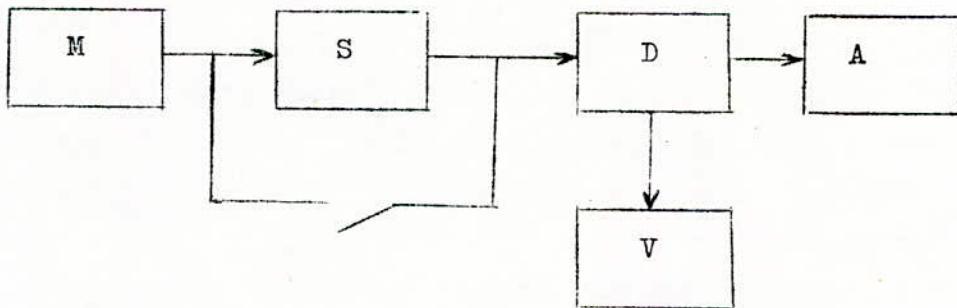


Figure 50 - Schéma de la manipulation . Où M est un magnétophone, V une visue, E un enregistreur, S le système de réduction de la dynamique, A système d'affichage, D le dispositif de mesure .

2. MISE AU POINT D'UN DISPOSITIF DE MESURE DE CARACTERISTIQUES STATISTIQUES

1. Visualisation de la distribution des niveaux des signaux sonores

Notre but est de visualiser sur écran et de tracer sur enregistreur graphique la fonction de distribution des niveaux d'un signal aléatoire.

Pour cela, considérons la fonction de répartition d'un signal aléatoire $X(t)$. Celle-ci est définie par :

$$F(x) = P(X(t) \leq x) \quad (4.1)$$

x représente un niveau quelconque.

On peut représenter cette fonction par une impulsion de durée égale à l'intervalle définie par l'intersection du niveau x et du processus $X(t)$: T_r
 Dans ce cas $F(x)$ peut s'écrire :

$$F(x) = \frac{T_r}{T} \quad (4.2)$$

T est le temps d'analyse.

La probabilité est maximale pour $F(x) = 1$, dans ce cas $T_r = T$; ce qui signifie que l'événement est quasi-certain.

La densité de probabilité $w(x)$ est donnée par définition :

$$F(x + dx) - F(x) = w(x) dx \quad (4.3)$$

$w(x)$ peut être représentée par une impulsion dont la durée est égale à la différence des largeurs de deux impulsions correspondantes successivement à $F(x + dx)$ et $F(x)$ (Fig. 51)

Dans ce cas $w(x)$ peut se mettre sous la forme

$$w(x) = \frac{T_i}{T} \quad (4.4)$$

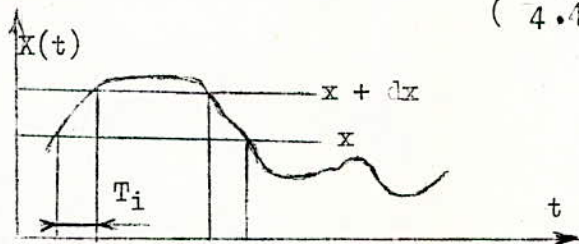


Figure 51 - La densité de probabilité.

Le système d'estimation de la fonction de répartition $F(x)$ est constitué d'un détecteur de seuil qui compare le signal $X(t)$ à une tension de référence x . (figure 52 et 54).

Ce comparateur délivre des impulsions d'un niveau constant et de durées proportionnelles à $F(x)$.

Pour estimer $w(x)$, il est nécessaire de connaître $F(x+dx)$ pendant le même temps d'analyse. On doit donc doubler le canal déjà décrit et ajouter un soustracteur (Fig. 52).

Afin de visualiser ou enregistrer graphiquement ces fonction, il est nécessaire que le niveau de référence soit variable.

Deux principes de balayage du niveau sont possible:

- Une tension en forme d'escalier.
- Une tension en dents de scie.

Pour des raisons pratiques, nous avons opté pour le second type de balayage.

Nous avons réussi à estimer les fonctions de répartition et de densité de probabilité par des impulsions d'amplitude constante et de durées qui leurs sont proportionnelles.

Il est nécessaire de transformer la durée des impulsions en amplitude. Cette opération est réalisée à l'aide d'un intégrateur.

Le schéma synoptique de cette partie est représentée à la figure (Fig. 54).

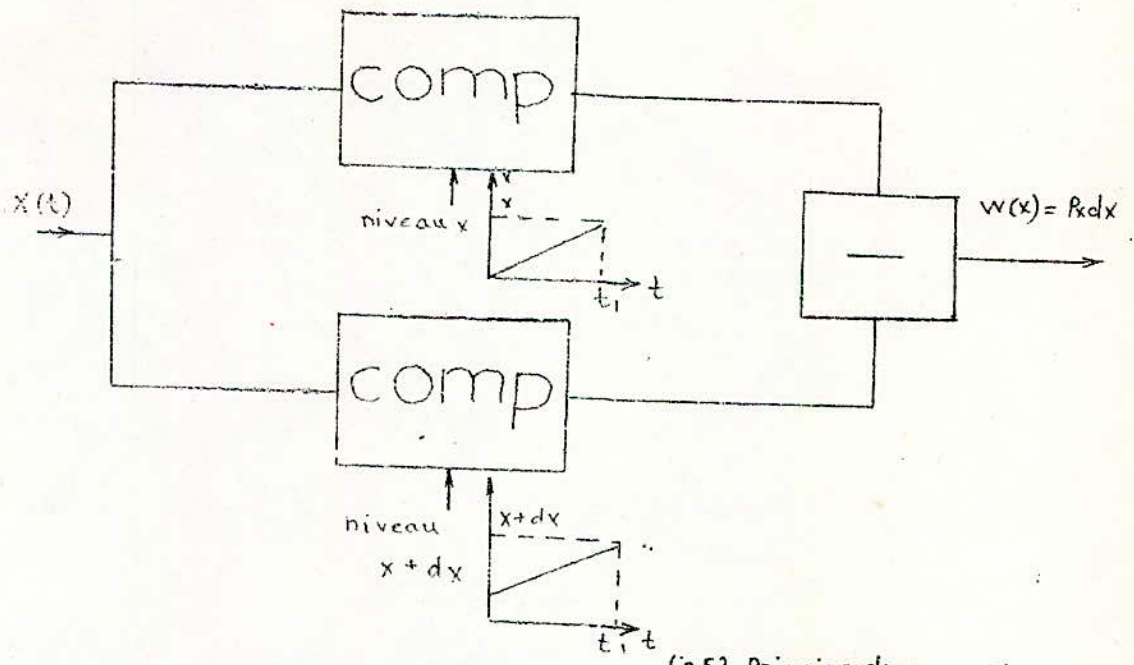


fig.52 Principe de conception

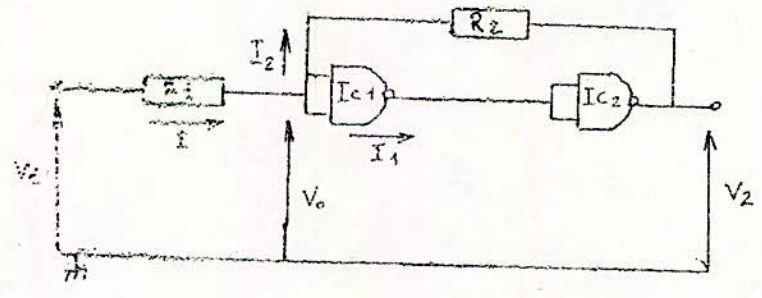


fig.53 Schema de principe du comparateur

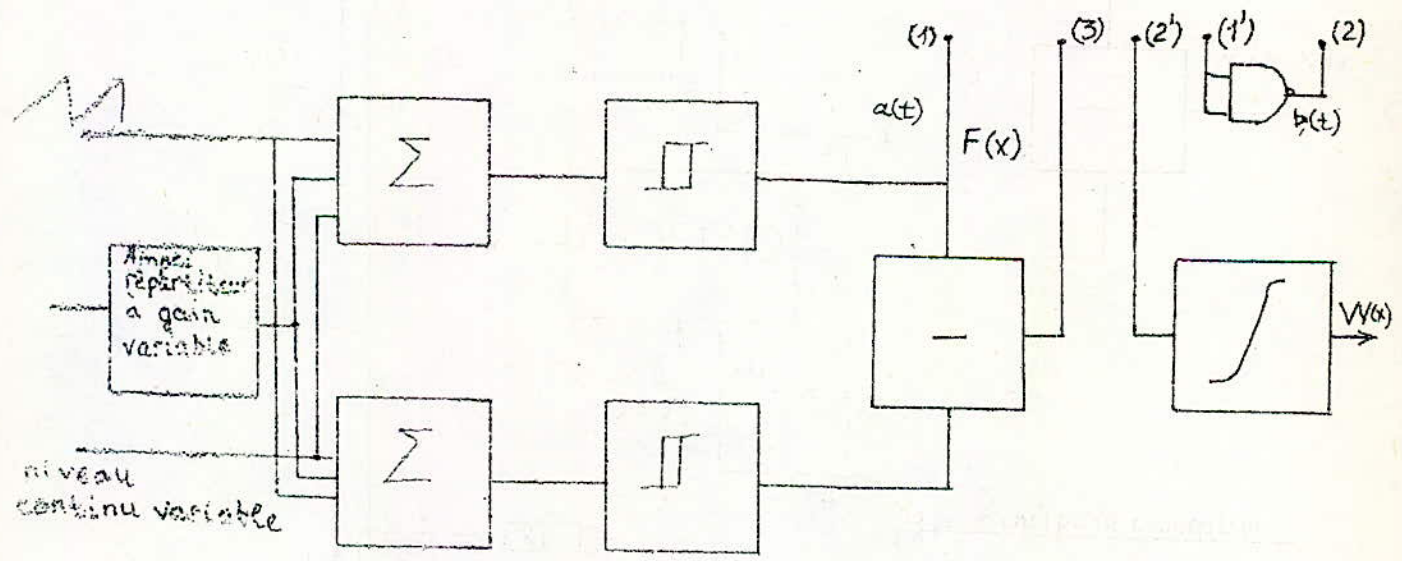


fig.54 Schema synoptique de determination de $F(x)$ et $w(x)$

Remarque sur la réalisation pratique.

Le schéma électronique de la visualisation de la densité de probabilité est représenté à la figure 55.

Nous avons réalisé un comparateur à seuil fixe, à l'aide d'un trigger de Schmitt, donné par la figure 53.

Les tensions de basculement V_{s1} et V_{s2} dépendent des résistances $R1$ et $R2$ (1; 24) . Les relations qui ont été utilisées pour sa réalisation sont données en annexe

Le soustracteur doit être insensible aux différences de niveaux, mais doit réagir avec précision à la différence de largeur des impulsions. Pour répondre à cette exigence nous utilisons un ou-exclusif pour réaliser cette opération.

2. Analyse des dépassements.

Dans de nombreux problèmes pratiques d'acoustique (2; 6; 10 ;22; 34; 39.) on a besoin de connaître les caractéristiques numériques des durées des dépassements d'un processus aléatoire $X(t)$, où la durée du dépassement est l'intervalle de temps durant lequel $X(t)$ est supérieur à un certain niveau x .

Il est aussi intéressant de connaître la durée des intervalles de temps séparant les extrêmes, c'est à dire des intervalles de temps durant lesquels $X(t)$ est inférieur à un niveau donné x .

On peut également déterminer la valeur moyenne des dépassements. Nous savons que si le temps d'analyse T est suffisamment grand, nous pouvons écrire:

$$P (X(t) > x) = 1 - F(x) \quad (4.5)$$

Par conséquent le temps total où la réalisation $X(t)$ se trouve au-dessus du niveau x tend asymptotiquement vers $(1 - F(x)) \cdot T$. Durant le temps T , le nombre total des intervalles pendant lesquels $X(t)$ est plus grand que x , est égal au nombre moyen des dépassements, c'est à dire égal à $L(x) \cdot T$ et $L(x)$ étant l'espérance mathématique pendant le temps d'analyse T .

La valeur moyenne de la durée des dépassements peut donc s'écrire :

$$m_1(d) = \frac{(1 - F(x)) \cdot T}{L(x) \cdot T} = \frac{1 - F(x)}{L(x)} \quad (4.6)$$

De la même manière, on peut obtenir l'expression de la durée moyenne des intervalles séparant les extrêmes d'un processus.

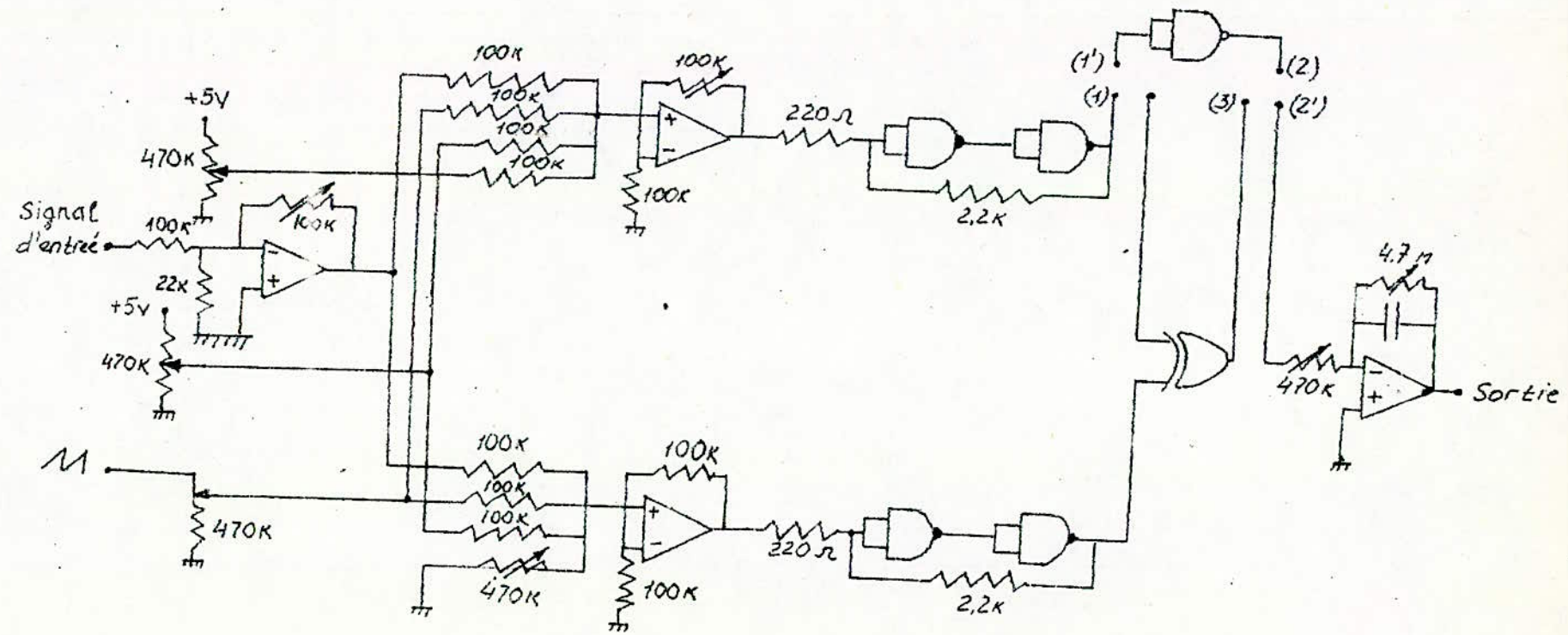


fig.55 Schéma Electronique (F(x) et W(x))

$$m_x (I) = \frac{F(x)}{L(x)} \quad (4.7)$$

Le schéma synoptique de cette partie est représenté à la figure 56.

Le montage permet de mesurer les caractéristiques suivantes :

- La durée d'un extrémum d pour un niveau donné x

- La durée de l'intervalle entre deux dépassements I

- La moyenne des durées des paramètres déjà cités.

- Le relevé point par point des fonctions de répartition et de densité de probabilité lorsque l'on adjoint la première partie du dispositif.

Pour la conception du dispositif, nous avons utilisé le principe de l'évaluation digitale de la durée des impulsions (1;24).

Le principe de fonctionnement de la partie mesurant la durée d'un extrémum (fig. 57), est le suivant.

La porte est pilotée par une impulsion $X'(t)$ de $X(t)$.

Pendant la durée d , la porte est ouverte et laisse passer N impulsions d'horloge H . Le compteur affichera donc le nombre d'impulsion d'horloge et la valeur de d sera

$$d = N \cdot H \quad (4.8)$$

H est la période d'horloge.

Le schéma de mesure des valeur moyennes des durées est donné par la figure. 58.

La moyenne des durées peut être estimée comme suit :

$$\bar{d} = \frac{\sum d_i}{T} \quad \text{pour un temps d'analyse } T. \quad (4.9)$$

Le signal $X(t)$ est appliqué à une porte AND à 3 entrées, sur la deuxième et troisième entrées, sont respectivement appliquées les impulsions d'horloge H et le temps d'analyse T délivré par un temporisateur.

Ainsi nous affichons la valeur $\sum d_i$

De la même manière, à l'aide d'un autre canal, nous affichons le nombre N d'impulsions pendant le temps d'analyse T .

Le schéma électrique de cette partie du dispositif est représenté à la figure 59.

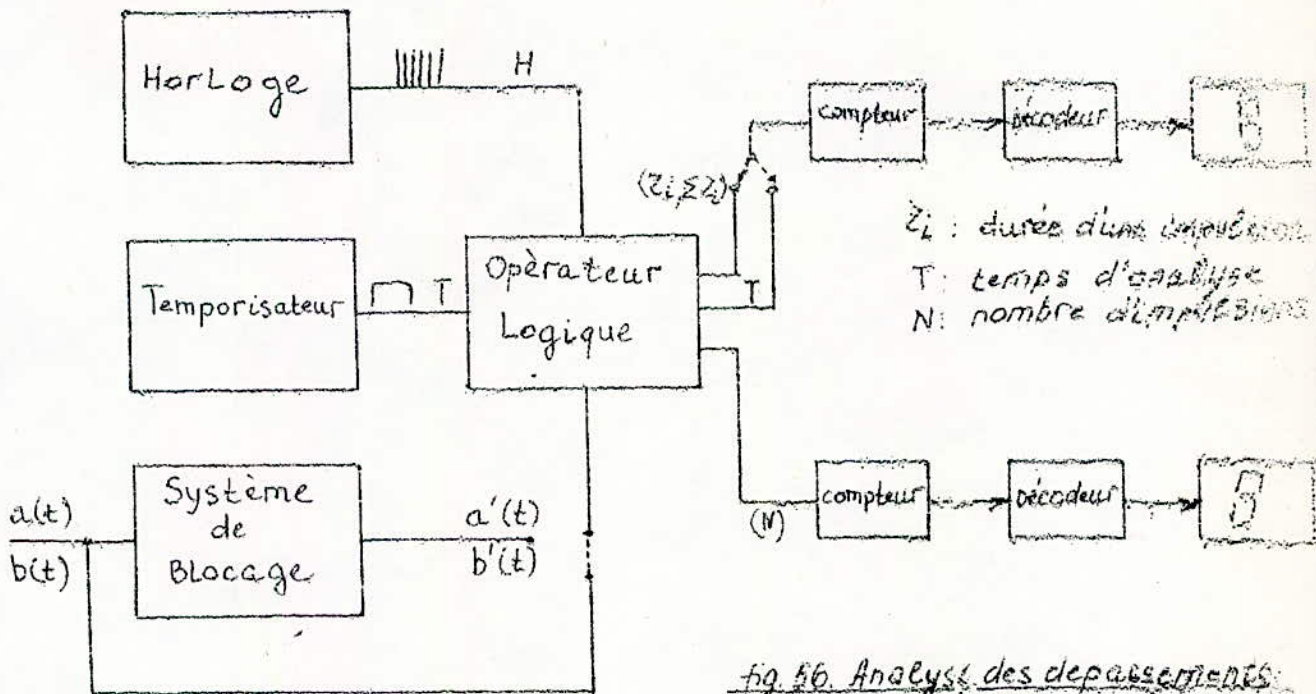


fig. 56. Analyse des dépassements.
 Schema synoptique

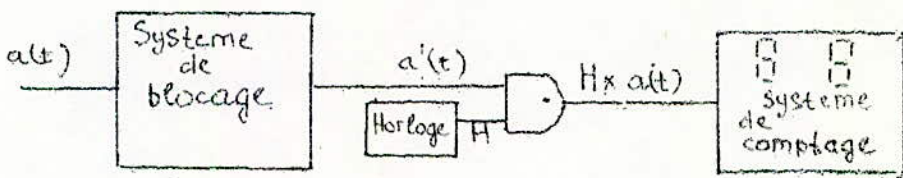


fig. 57 Mesure de la durée d_i : Schema de principe

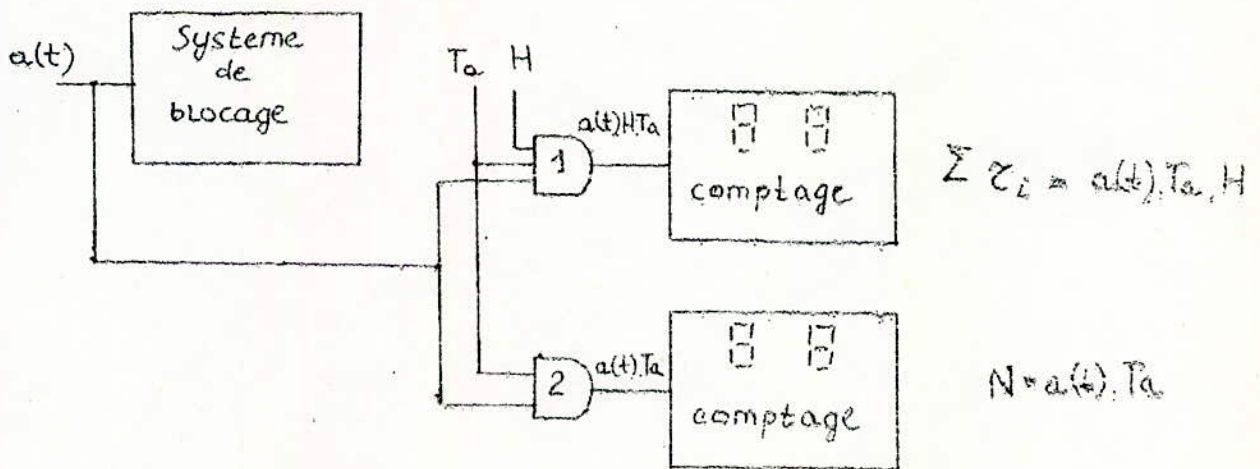


fig. 58. Mesure de la durée \bar{d} : schema de principe

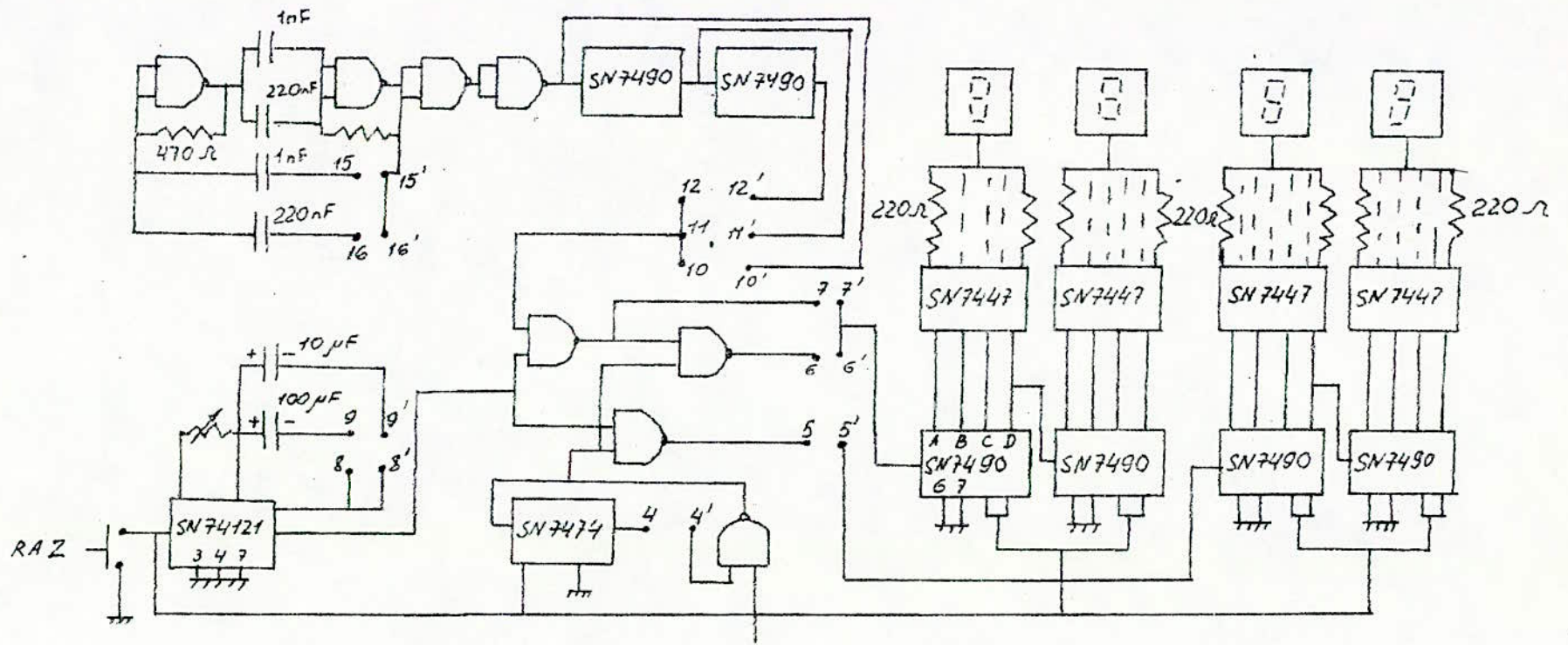


fig.59. Schema Electronique (depassesments)

3 - Utilisation optimale du dispositif.

3 - 1. Comment réduire les erreurs du dispositif.

Tous les circuits et les étages fonctionnels sont des sources d'erreurs. trois étages nécessitent une attention particulière à savoir :

Les sommateurs et les amplificateurs

Une mauvaise stabilisation du gain peut influencer sur la forme de la fonction de distribution. La dérive des amplificateurs, l'off-set mal réglé sont également des sources d'erreurs.

L'erreur augmente si la tension du pas dx n'est pas stable ou mal réglée.

Pour éliminer ces erreurs, l'emploi de composants spécifiques est la meilleure solution. La réduction de ces erreurs a été réalisée grâce à une mise au point périodique du dispositif et à la diminution de l'amplification.

Le comparateur.

L'effet d'hystérésis caractérisant un trigger de Schmitt est la cause d'une erreur absolue de durée $\Delta d = d' - d$; pour deux niveaux de basculement U_1 et U_2 , (Fig.60) .

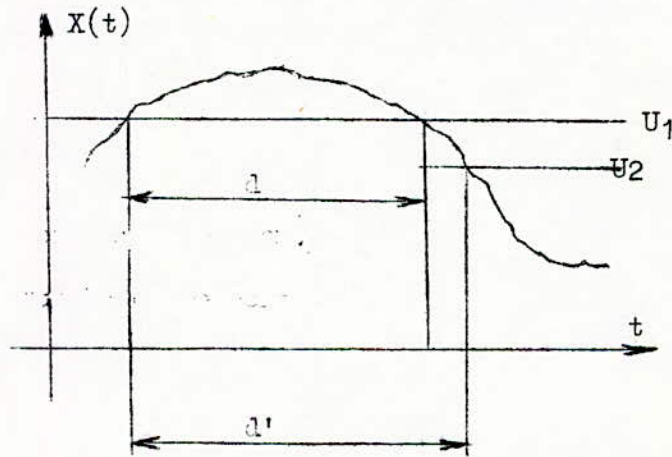


Fig. 60 - Basculement d'un trigger.

L'erreur relative sur la durée sera :

$$\Delta = \frac{\Delta d}{d} \quad (4.10)$$

L'erreur sur la durée moyenne est :

$$\Delta = \frac{\Delta \bar{d}}{\bar{d}} \quad (4.11)$$

En utilisant la relation (IV.9) et les principes déjà énoncés (Chap.IV.1) nous obtenons

$$\Delta = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \Delta d_i \quad (4.12)$$

Si N est grand, selon la définition de la fonction de répartition des niveaux (IV.2), nous déduisons la relation suivante :

$$\frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N \Delta d_i \approx \frac{F(u_1) - F(u_2)}{2} \quad (4.13)$$

L'erreur relative sur la durée moyenne sera

$$\Delta' \approx \frac{F(u_1) - F(u_2)}{2 [1 - F(u_2)]} = \frac{F(u_1) - F(u_1 - \Delta u)}{2 [1 - F(u_1)]} \quad (4.14)$$

$F(u)$ est la fonction de répartition du niveau u .

Cette relation montre que pour diminuer l'erreur, il faut augmenter l'hystérésis. Elle montre également que pour un signal déterministe cette erreur est nulle.

Lors de la réalisation pratique, nous avons minimisé ΔU par le choix des valeurs des résistances R_1 et R_2

L'intégrateur :

L'évaluation des moyennes d'un signal aléatoire est une question complexe (6, 9, 31, 42). Cette source d'erreur est identique à celle du temps d'analyse de durée d'une réalisation (9, 27, 34, 44, 10).

Nous avons essayé de réduire cette erreur par un calibrage fréquent du dispositif.

3. 2 - Choix des paramètres lors de l'analyse expérimentale.

L'analyse expérimentale est nécessaire pour déterminer le modèle du signal ou de ses caractéristiques, capable de décrire le plus précisément possible le processus.

Elle donne au moins une vue d'ensemble sur le phénomène à étudier.

Le choix optimal des paramètres d'analyse permet d'approcher les valeurs réelles des caractéristiques d'un signal.

Les caractéristiques analytiques décrivent généralement le processus en un point, tandis que les caractéristiques expérimentales sont des valeurs mesurables qui décrivent le processus en un intervalle donné.

Au cours de cette étude, nous avons à maintes reprises rencontré le problème d'évaluation des moyennes (valeurs moyennes des grandeurs). Nous admettons que l'erreur sur les caractéristiques peut-être exprimée par la relation (6, 9, 10,)

$$\Delta a = \frac{a}{(F_e \cdot T_e)^{\frac{1}{2}}} \quad \text{si } F_e \cdot T_e > 2 + 4 \quad (4.15)$$

F_e étant la bande fréquence et T_e la constante de temps de l'intégrateur.

L'inégalité $T_e F_e > 2 + 4$ peut être satisfaite en choisissant une constante T_e optimale pour chaque bande caractéristique de fréquence. Ce qui diminue l'erreur, par conséquent les distorsions pour la nouvelle méthode de régulation de la dynamique.

Cependant il existe une autre composante d'erreur Δs due à la non-stationnarité du processus. Cette erreur croît proportionnellement à la durée de la réalisation ou au temps d'analyse (41, 22).

Donc il se pose l'un des problèmes les plus complexes de durées optimales d'une réalisation, d'un temps d'analyse et du temps d'intégration (6, 22, 34, 41).

Après la détermination de ces durées, l'estimation de la non-stationnarité des processus aurait été l'étape suivante.

Ces expériences nécessitent un potentiel matériel important.

Mais il est possible, connaissant les particularités des signaux à étudier (chapitre I), après une analyse préliminaire par exemple à l'aide d'une visualisation, d'approcher les valeurs des paramètres d'analyse. C'est ainsi que nous avons choisi les différents paramètres et valeurs moyennes (6, 34, 44).

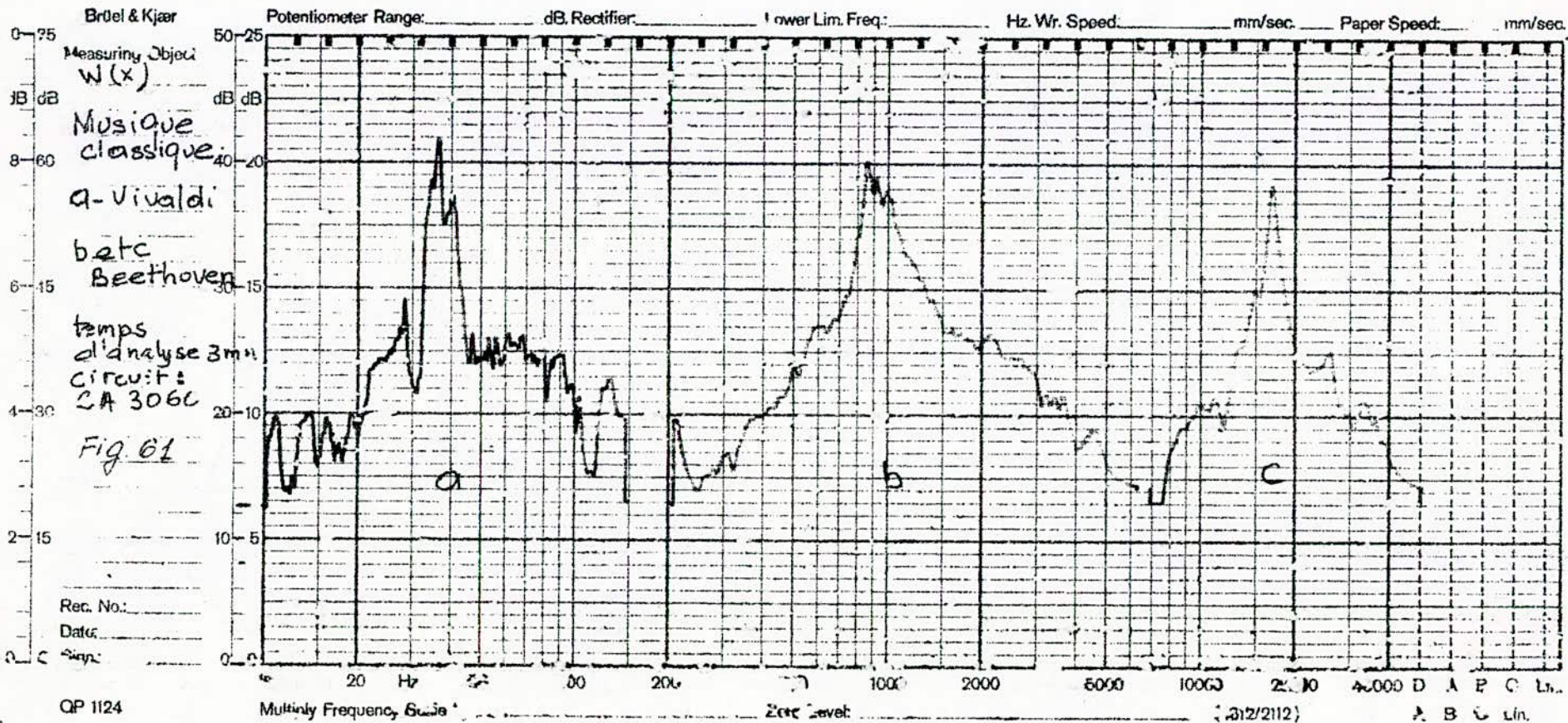
3 - RESULTATS EXPERIMENTAUX DE L'ANALYSE STATISTIQUE.

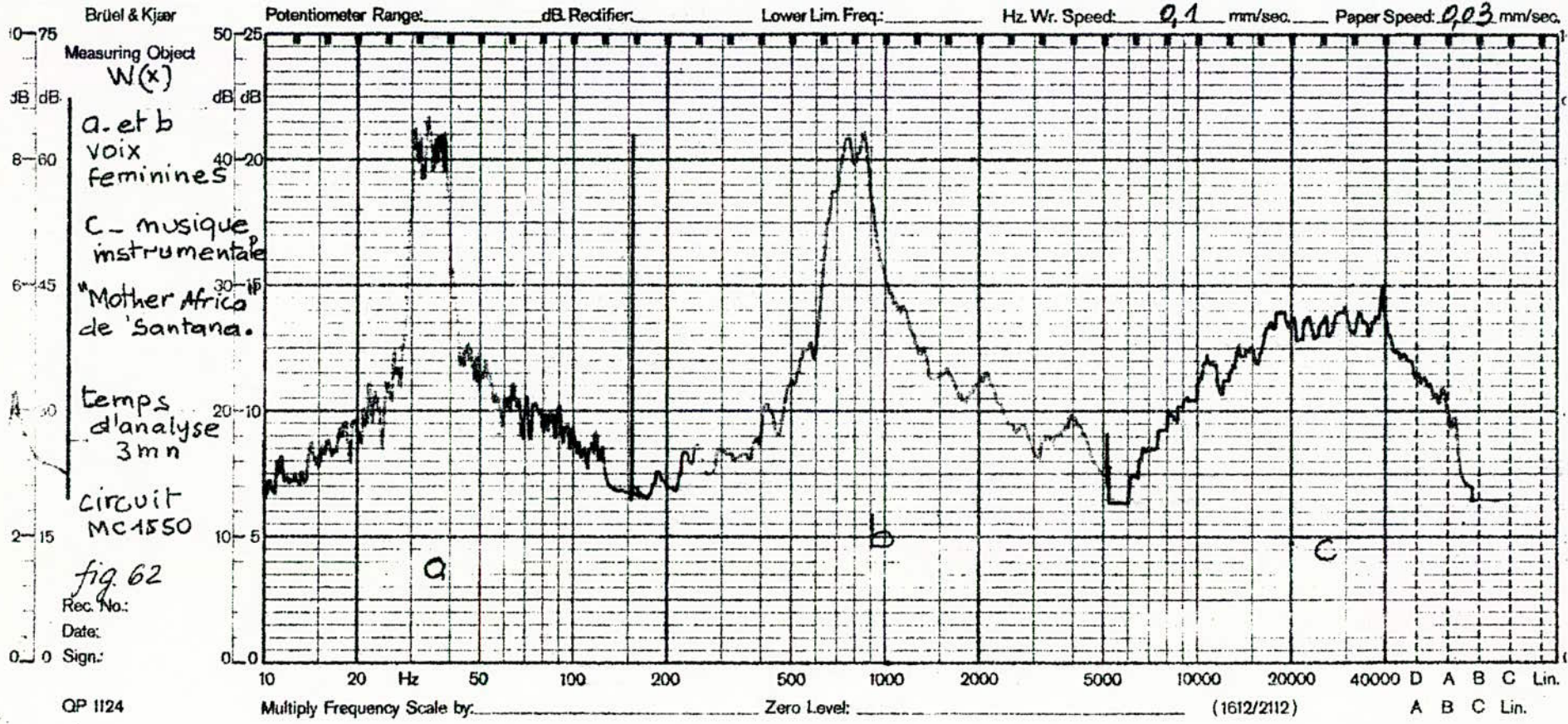
Pour évaluer les différentes caractéristiques, les temps d'analyse et les niveaux d'analyse sont choisis en tenant compte des types des signaux (chapitre I)

1 - La densité de probabilité des signaux.

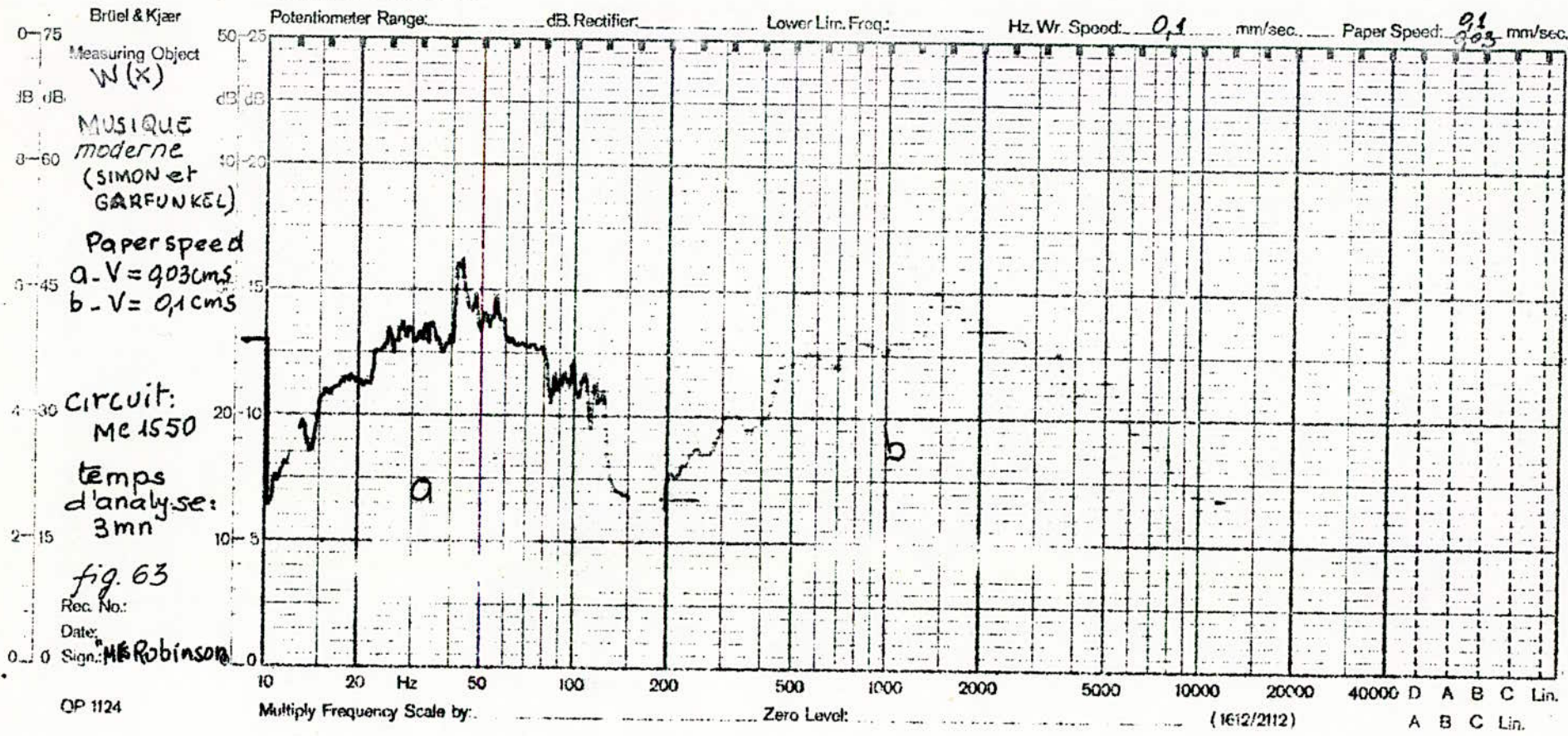
Les résultats expérimentaux sont donnés sous forme graphique.

Les courbes de densité de probabilité visualisées sur écran ou tracées par l'enregistreur graphique confirment les propriétés des différents types de signaux. D'après les résultats obtenus figure 61, à 66, nous remarquons que :





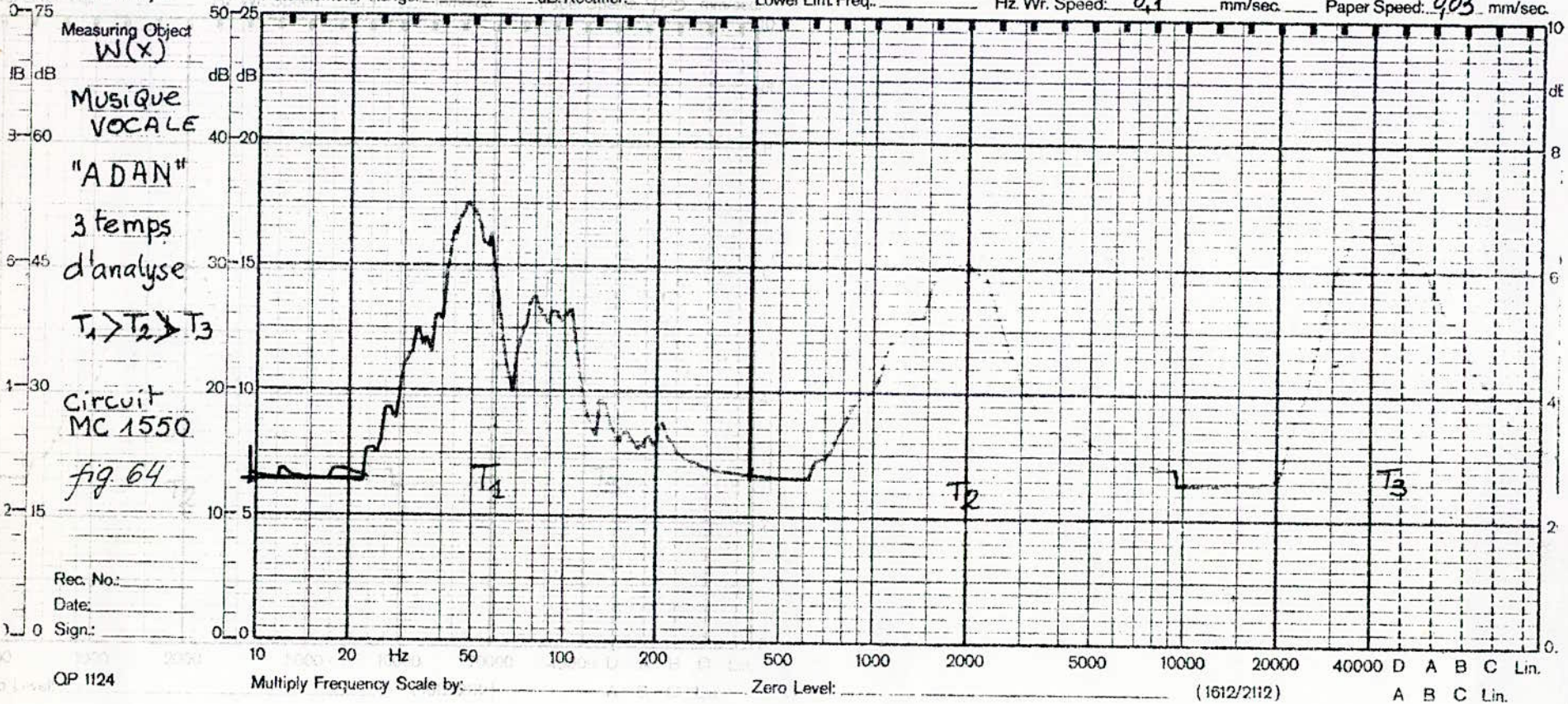
QP 1124



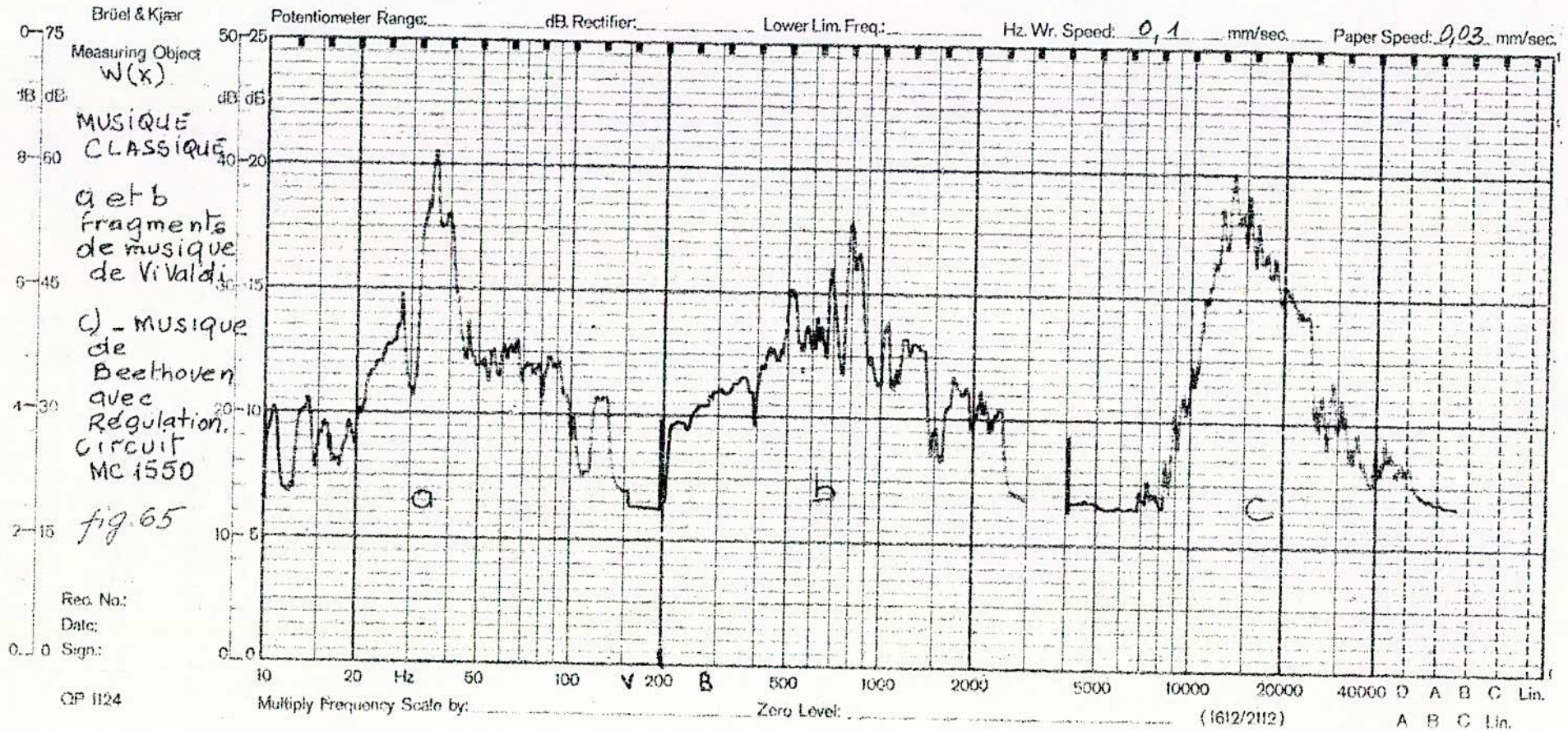
OP 1124

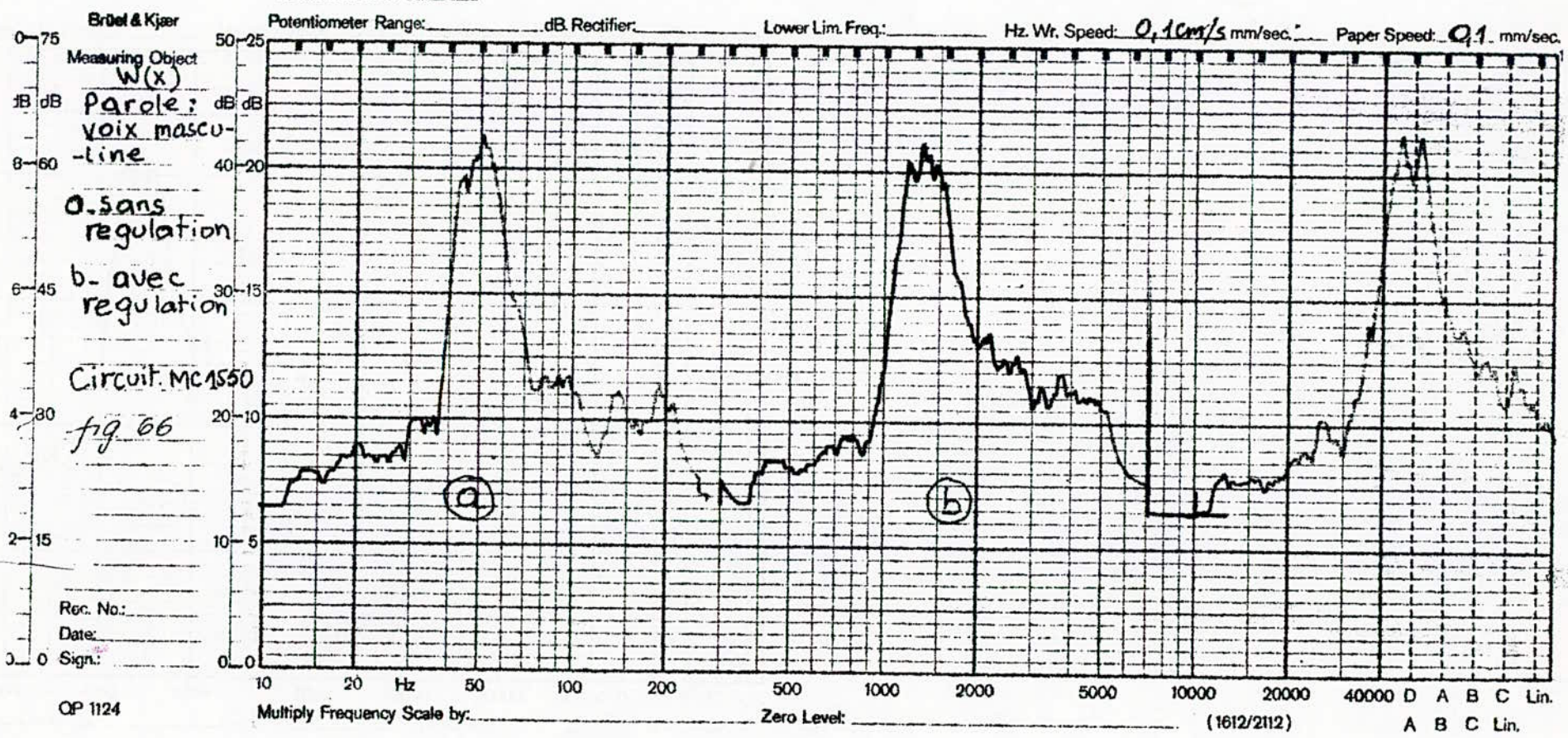
Brüel & Kjær

Potentiometer Range: _____ dB. Rectifier: 003 Lower Lim. Freq.: _____ Hz. Wr. Speed: 0.1 mm/sec. Paper Speed: 903 mm/sec.



A 11





QP 1124

1. L'excès de la densité de probabilité de la parole est important.

2. La densité de probabilité de la musique classique et vocale algérienne possède également un excès important mais inférieur à celui de la parole et supérieur à celui de la musique instrumentale moderne.

3. La distribution des niveaux de la musique moderne approche une distribution gaussienne.

Par ailleurs les courbes obtenues (Fig. 67 à 71), permettent d'énoncer les principes suivants ;

- la distribution **des niveaux** des signaux passant à travers un système de contrôle de la dynamique change.

- le degré de changement est proportionnel au taux de compression.

- l'excès des densités de probabilités d'un signal diminue lorsque sa dynamique est régulée.

Il nous a été impossible d'évaluer quantitativement l'effet de contrage et les moyennes à l'aide de notre dispositif de mesure pour les raisons suivantes :

- les possibilités d'évaluations de la composante continue du signal à l'aide du dispositif sont limitées.

- les signaux utilisés ne sont pas tout à fait naturels car la source utilisé est un magnétophone dont la dynamique est limitée à 60dB. Les signaux enregistrés ou préenregistrés ont subi déjà un contrage au moins partiel. Par conséquent même l'estimation correcte des moyennes et de l'effet de contrage donnerait des résultats peu fiables.

2. Analyse des extrêmes.

Nous avons concentré notre analyse sur la mesure de la durée moyenne des dépassements \bar{d} . Pendant ce temps le signal est supérieur à un niveau de références donné.

Nous présentons les résultats obtenus pour quelques échantillons de signaux sonores.

Le tableau IV. 1 donne les résultats détaillés du signal: "M othor Africa" interprétée par le groupe Santana.

Measuring Object: *W(x)*
MUSIQUE
Classique

a - Sans
 réduction
b - Avec
 régulation

Circuit CA306D

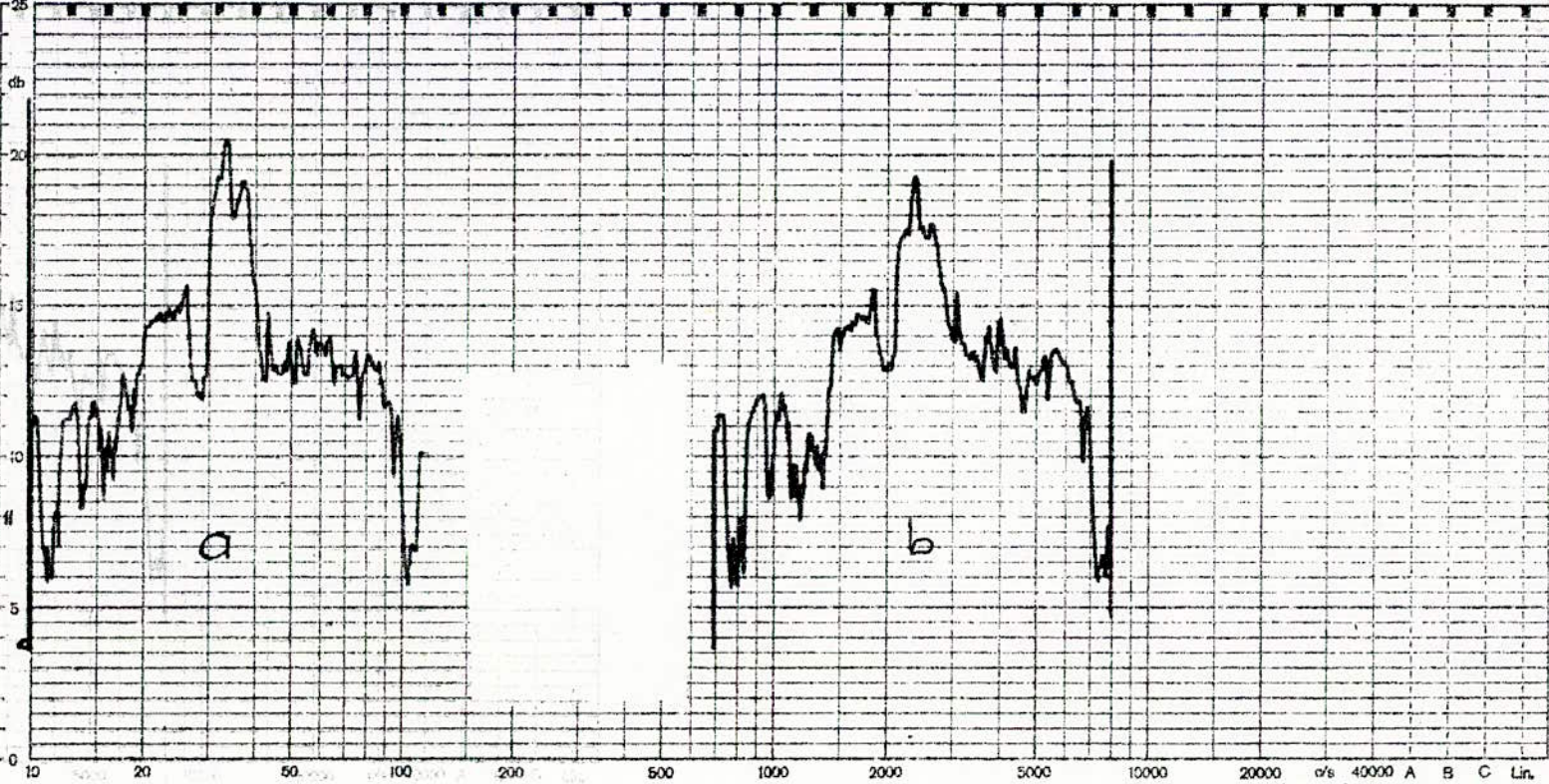
fig 67

Rec. No.:
 Date:
 Sign: *"La Primavera*
 Rec: *de Vivaldi*

Zero Lev: *temps: 3mn*

Pot:
 Wr. Sp: *0,03cm/s*
 Paper Sp: *0,1cm/s*

Multiply Freq. Scale by



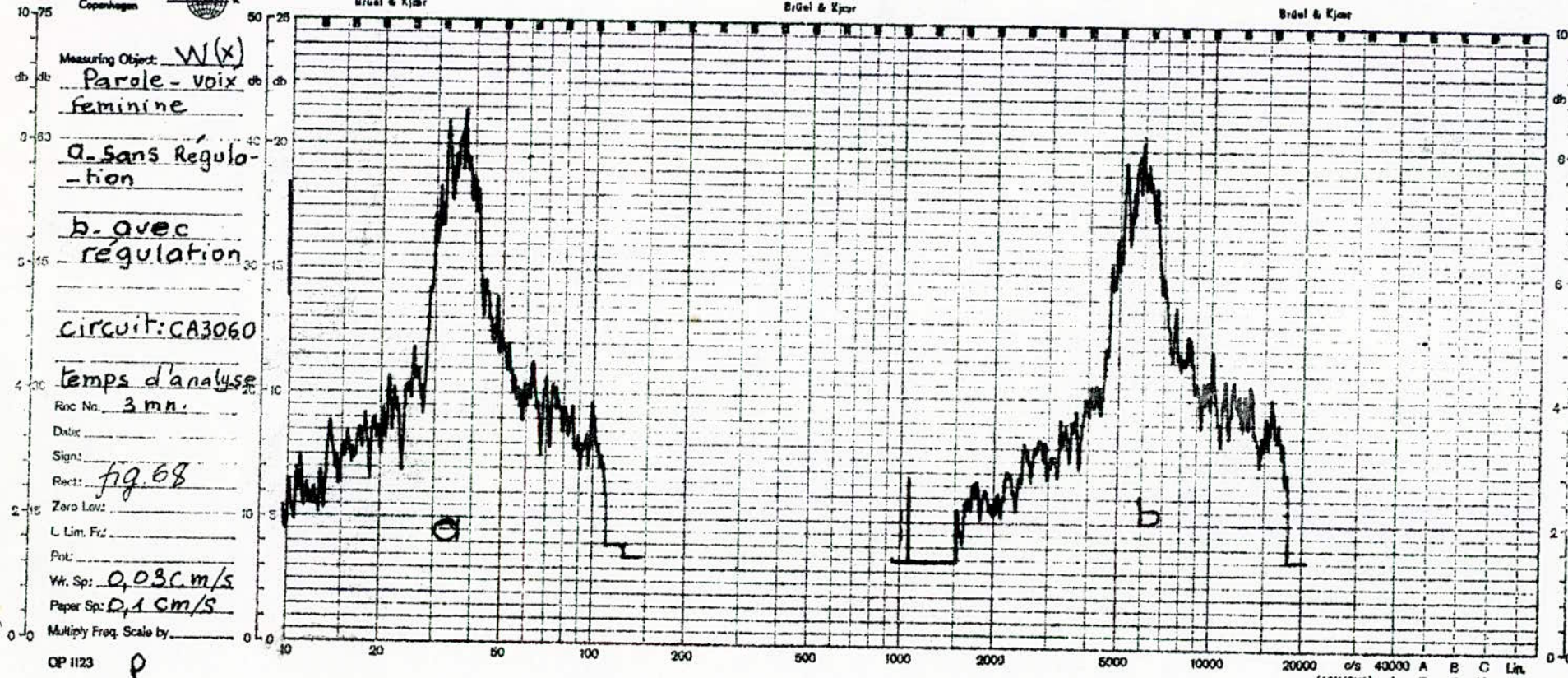
Brüel & Kjær
Copenhagen



Brüel & Kjær

Brüel & Kjær

Brüel & Kjær



Measuring Object: *W(x)*

*Parole - voix
feminine*

a - sans régulation

*b - avec
régulation*

circuit: CA3060

temps d'analyse

Rec No. *3 mn.*

Date

Sign:

Rect: *fig 68*

Zero Lev:

L Lim. Fr:

Prot:

Wr. Sp: *0,03 cm/s*

Paper Sp: *0,1 cm/s*

Multiply Freq. Scale by

QP 1123

p

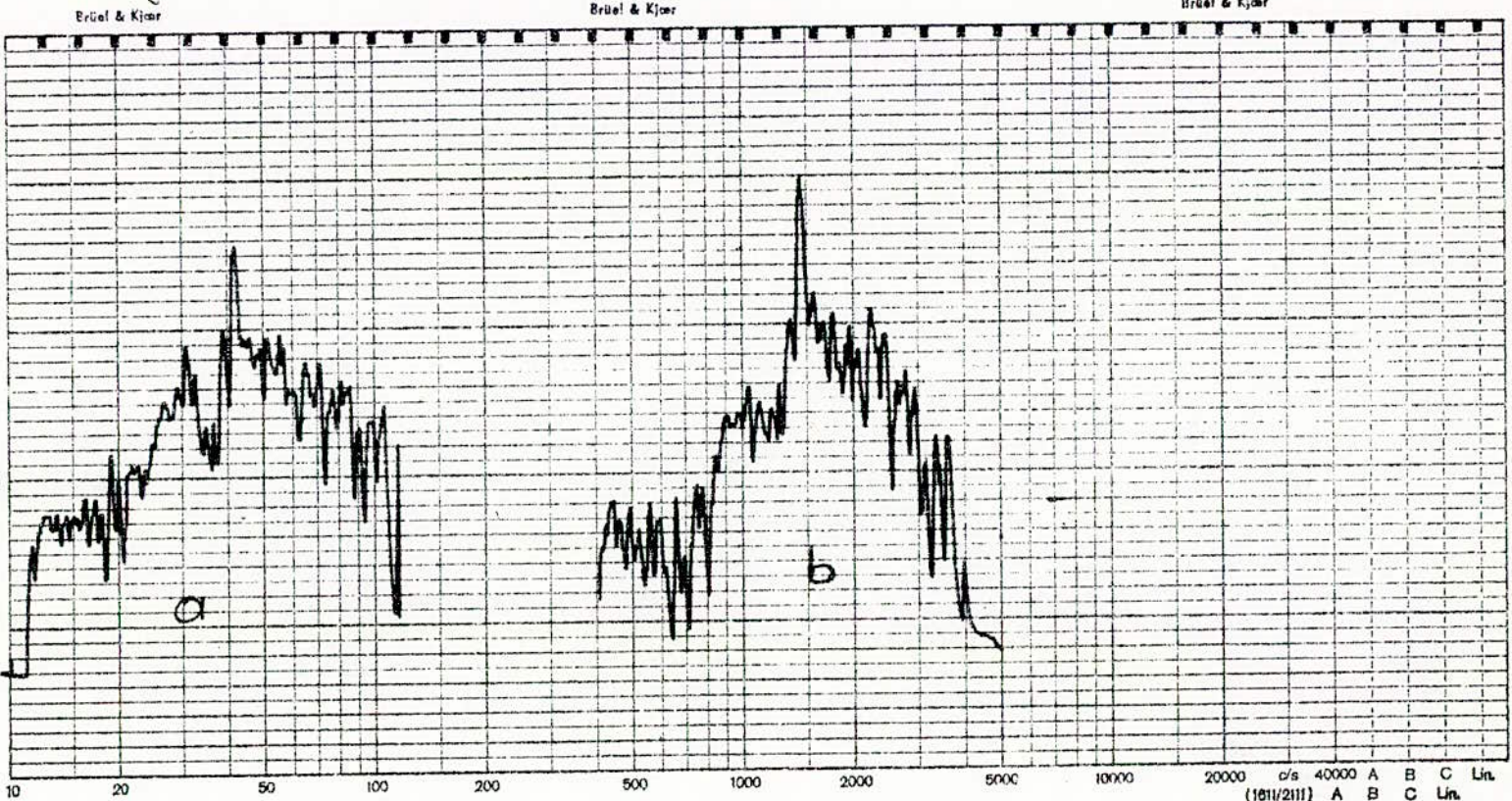
o/s 43000 A B C Lin
(1611/211) A B C Lin

Brüel & Kjær
Copenhagen

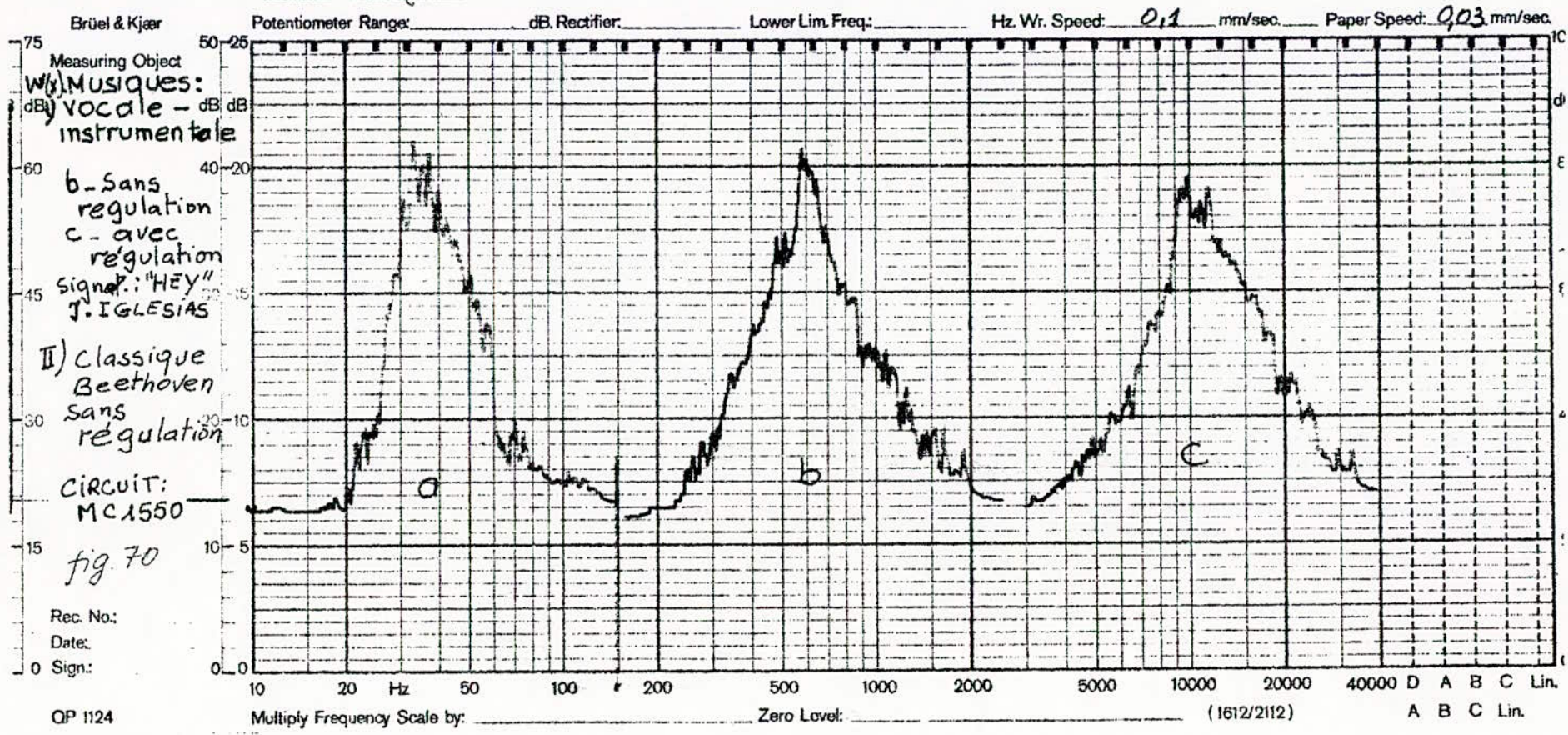


Measuring Object: W(x)
Musique
classique
a - avec
regulation
b - sans
regulation
Circuit: 3060
fig. 69
 Rec. No. _____
 Date: _____
 Sign: "Autunno"
 Rect: de Vivaldi
 Zero Lev: _____
 L. Lim. Fr: temps
 Pot: 3 mn
 Wr. Sp: 0,03cm/s
 Paper Sp: 0,1cm/s
 Multiply Freq. Scale by _____

OP 1123 N 2



A3



QP 1124

Brüel & Kjær
Copenhagen



Measuring Object: W(x)
fig. 71
MUSIQUE
MODERNE

a. Sans regula-
-tion
b. taux de
régulation 10dB
c. taux de
régulation 18dB

Signal:
"Mrs Robinson"

Rec. No. _____

Date: SIMON et Garfunkel

Sign.: KEL.

Rect.: _____

Zero Lev.: temps

L. Lim. Fr.: analyse 3m

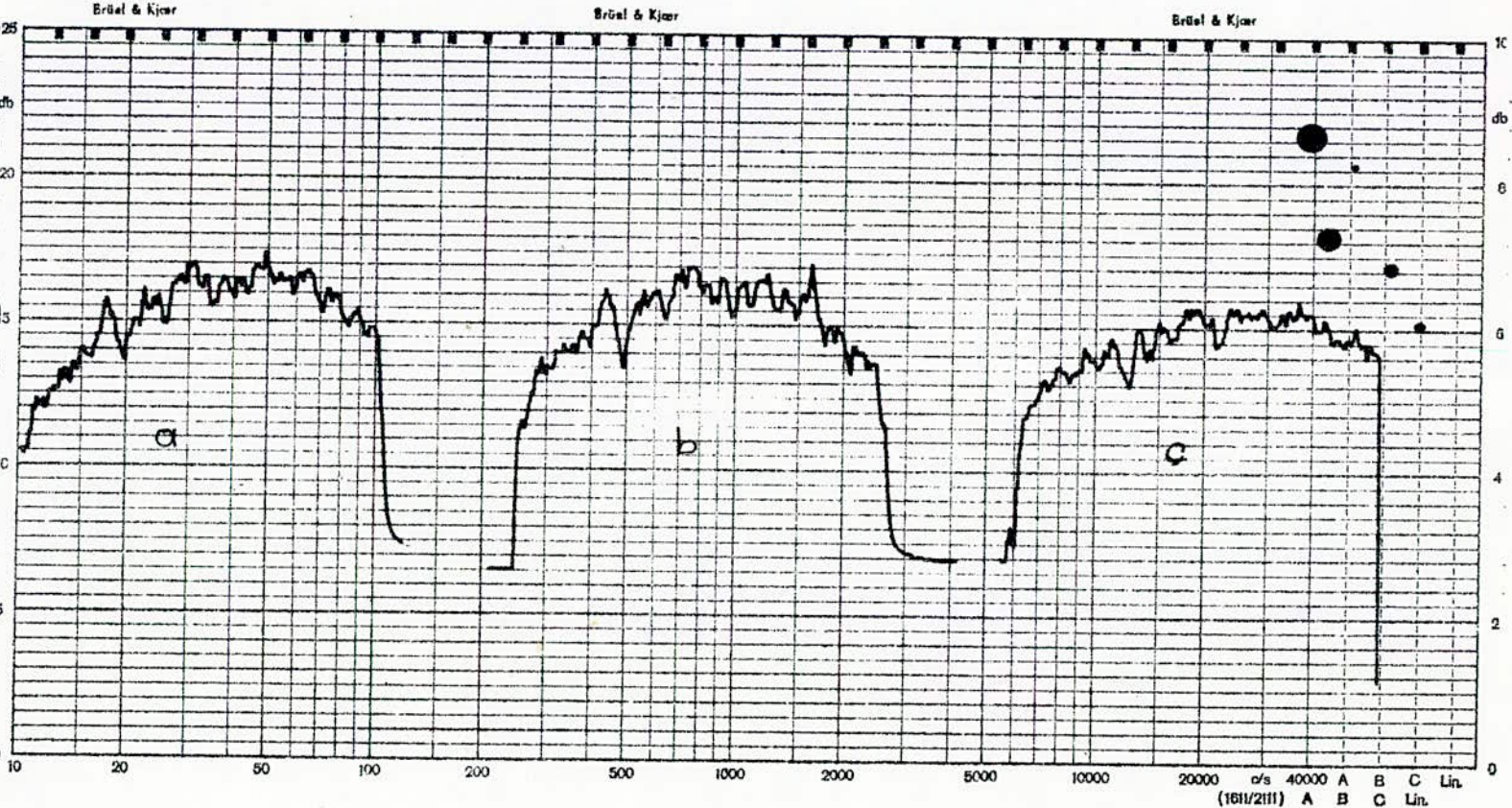
Pot.: _____

Wr. Sp.: Circuit: 3060

Paper Sp.: 0.1cm/s

Multiply Freq. Scale by _____

QP 1123



Periode d'analyse T (ms)	Niveau de référence (v)	Nombre d'impulsion N	d (ms)	\bar{d} (ms)
60	2,7	9	5,7	0,63
90	"	41	10,6	0,28
120	"	25	7	0,28
150	"	34	11,2	0,32

Tableaux IV.1 - Caractéristiques du signal " Mother Africa ".

L'utilisation de la régulation de la dynamique a donné les résultats suivants pour le même signal :

Période d'analyse T (ms)	d_i (ms)	Nombre d'impulsion N	\bar{d}_i (ms)
60	0,8	4	0,2
90	0	0	0
120	0,1	1	0,1
150	0,6	2	0,3

Tableau IV.2 - Caractéristique du signal " Mother Africa " lorsque sa dynamique est régulée.

D'autres types de mesures, sur d'autres signaux ont donné les résultats suivants : (Tableau IV.3)

Période d'analyse T(ms)	Nombre d'impulsion N	\bar{d}_i	d_i	Signal	Observations
120	11	0,2	2,66	Musique classique (Vivaldi)	Avec régulation de la dynamique
120	90	0,44	40	"	Sans régulation
150	66	0,5	33,3	Musique vocale-instrumentale	"
150	24	0,25	6,5	' "	Avec régulation

Tableau IV.3 Résumé de certains résultats.

Nous pouvons ainsi donner les conclusions suivantes:

-Les valeurs moyennes des durées d_i sont plus stables dans un certain intervalle de temps que l'on pourrait supposer être l'optimal.

-L'emploi d'une commande de la dynamique diminue la durée de surcharge d'un canal

Les mesures avec d'autres signaux ont donné des résultats analogues.

Nous avons omis de donner des exemples de mesure sur la durée d_i d'un dépassement à cause du manque de précision de la mesure, due essentiellement aux types de composants électroniques actifs utilisés.

Les mesures de l'intervalle séparant les dépassements n'ont apporté aucun changement. De plus, elles confirment les résultats obtenus sur la mesure de durée moyenne d'un extrême avec et sans régulation de la dynamique des signaux .

3. Relation entre l'excès d'une densité de probabilité et le facteur de pic.

Nous avons montré que l'excès de la densité de probabilité de la musique classique est plus petit que celui de la parole, mais il est plus important comparé à l'excès de la musique moderne.

Ceci s'explique par la nature même des signaux. Pour la parole les

pauses sont assez fréquentes, c'est à dire que la densité de probabilité est importante pour les petits niveaux ou le niveau zéro.

Pour ce signal, nous admettons (18; 39.) la présence de dépassements ou extrêmes importants.

Nous avons essayé d'établir une corrélation entre le facteur de pic et l'excès de densité de probabilité des signaux sonores.

Nous présentons les résultats détaillés pour six types de signaux, à savoir :

- Un échantillon de voix masculine (P1)
- Un échantillon de voix féminine (P2)
- Un fragment de musique moderne (M0)
- Un échantillon de musique instrumentale et vocale (M1)
- "La Primavera" du compositeur classique Vivaldi (M2)
- Un fragment de musique classique du compositeur Beethoven (M3)

Le facteur de pic est défini comme suit:

$$P = \frac{X_{\max}}{\sigma} \quad (4. 16)$$

X_{\max} est la valeur maximale du signal.

σ est l'écart moyen quadratique.

L'estimation du facteur de pic est difficile à cause de l'erreur commise sur l'évaluation de l'écart moyen. Cette erreur peut être supérieure à 30 % dans certains cas.

Nous avons préféré remplacer le facteur de pic par la valeur X_{\max} .

Pour chaque type de signal nous apportons une correction dans l'amplification.

Les résultats obtenus sont donnés par le tableau IV.4.

L'estimation de l'excès des distributions est obtenue par rapport à l'excès du signal M0, qui lui-même a été comparé à une gaussienne.

Nous avons obtenus les valeurs approchées suivantes :

$$M1 = 1,6 M0$$

$$M2 = 2,7 M0$$

$$M3 = 4,2 M0$$

$$P1 = 4,6 M0$$

$$P2 = 6,1 M0$$

A partir de ces données nous avons obtenus la courbe de la figure 72.

Signaux	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X _M
M0	3,3	3,4	2,9	3,5	3,2	3,1	2,9	3,2	3,2
M1	3,6	3	3,2	3,1	3,4	3,2	3,4	3,1	3,3
M2	3,5	4	3,3	3,4	3,6	3,7	3,9	3,5	3,6
M3	4,3	4,2	4,5	4,8	4,6	4,8	4,4	4,3	4,4
P1	5,6	5,5	5,9	5,6	5,8	5,8	5,8	5,8	5,7
P2	5,1	4,9	4,5	4,8	4,7	4,7	4,7	5	4,8

Tableau IV.4 Estimation de la valeur de pic.

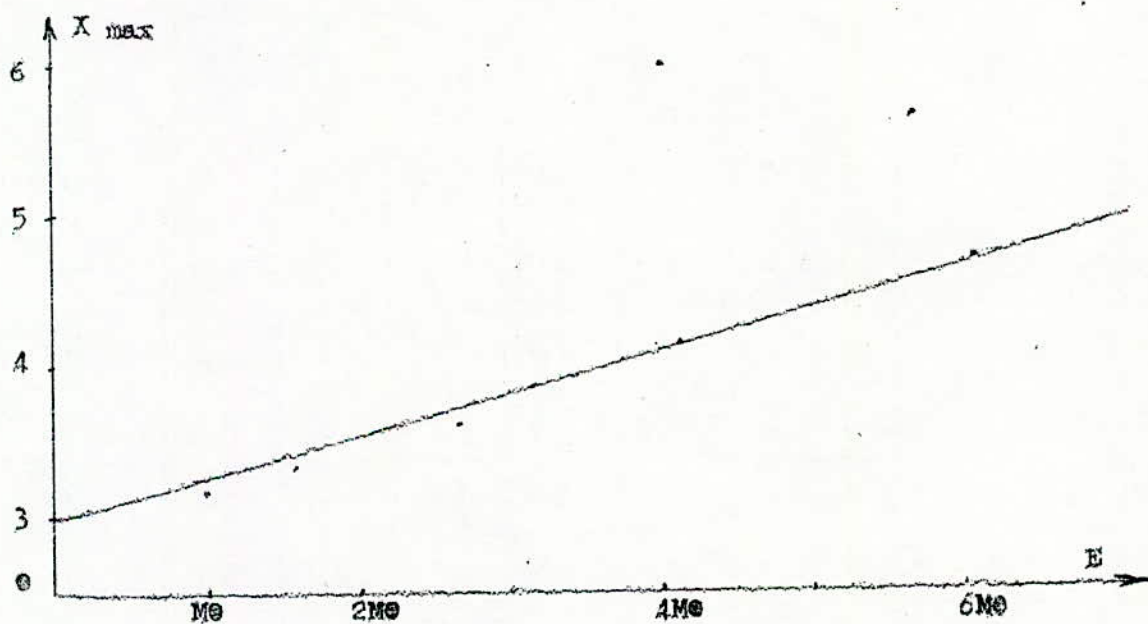


Fig 72- Relation entre la facteur de pic et l'excès

Ce graphe illustre la relation entre le facteur de pic et l'excès d'une densité de probabilité. On peut dire que l'excès est proportionnel au facteur de pic avec une bonne corrélation.

Les erreurs de mesure sont importantes pour les grandes valeurs de l'excès à cause de la saturation des circuits électroniques du dispositif de mesure.

4 - DETERMINATION DE QUELQUES MODELES DE DISTRIBUTION DES NIVEAUX SONORES.

Nous donnerons d'abord un exemple simplifié de la méthode employée (45, 21) pour un signal vocal et pour un temps d'analyse T de 50ms avec un nombre de points réstrints de la source de répartition.

En utilisant la relation (IV.2), nous établissons le tableau de mesure suivant (tableau. IV. 5).

Niveaux	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
d_i	0	1,5	5	11	17	27	39	55	63	68	76	81	85	86	88
$F(x)$	0	0,02	0,05	0,12	0,19	0,3	0,43	0,6	0,7	0,76	0,81	0,9	0,94	0,96	0,99

Tableau IV. 5 - Calcul de $F(x)$

$$F(x_1) = 0$$

$$F(x_2) = p_1$$

$$F(x_3) = p_1 + p_2$$

$$F(x_n) = \sum_{i=1}^{n-1} p_i$$

$$F(x_{n+1}) = \sum_{i=1}^n p_i$$

(4.17)

De même l'estimation de la densité de probabilité est donnée par (45) :

$$W(X_1) = p_1 \quad (4.18)$$

$$W(X_n) = p_n$$

des relations (4.17) et (4.18) on tire

$$W(X_n) = F(X_1)$$

$$W(X_2) = F(X_2) - F(X_1) \quad (4.18)'$$

$$W(X_n) = F(X_n) - F(X_{n-1})$$

Les courbes de répartitions $F(x)$ et de densité de probabilité $w(x)$ sont illustrées par les figures 73 et 74.

Le lissage des courbes s'est fait selon la méthode des moindres carrés (45).

Dans l'exemple cité, pour des raisons de simplicité, nous choisissons la fonction

$$W(X) = \Lambda \cdot e^{-a \cdot X}$$

$$W(0) = \Lambda = 0,17$$

L'étape suivante consiste à attribuer des valeurs au coefficient a et de calculer l'erreur :

$$E^2 = \sum_i \left[Y_i - W(X_i) \right]^2 \quad (4.19)$$

$$\text{où } Y_i = F(X_i) - F(X_{i-1}) \quad (4.20)$$

Pour le point $X_1 = 1$ et $Y_1 = 0,13$
nous trouvons $a = 0,27$

Nous établissons le tableau suivant :

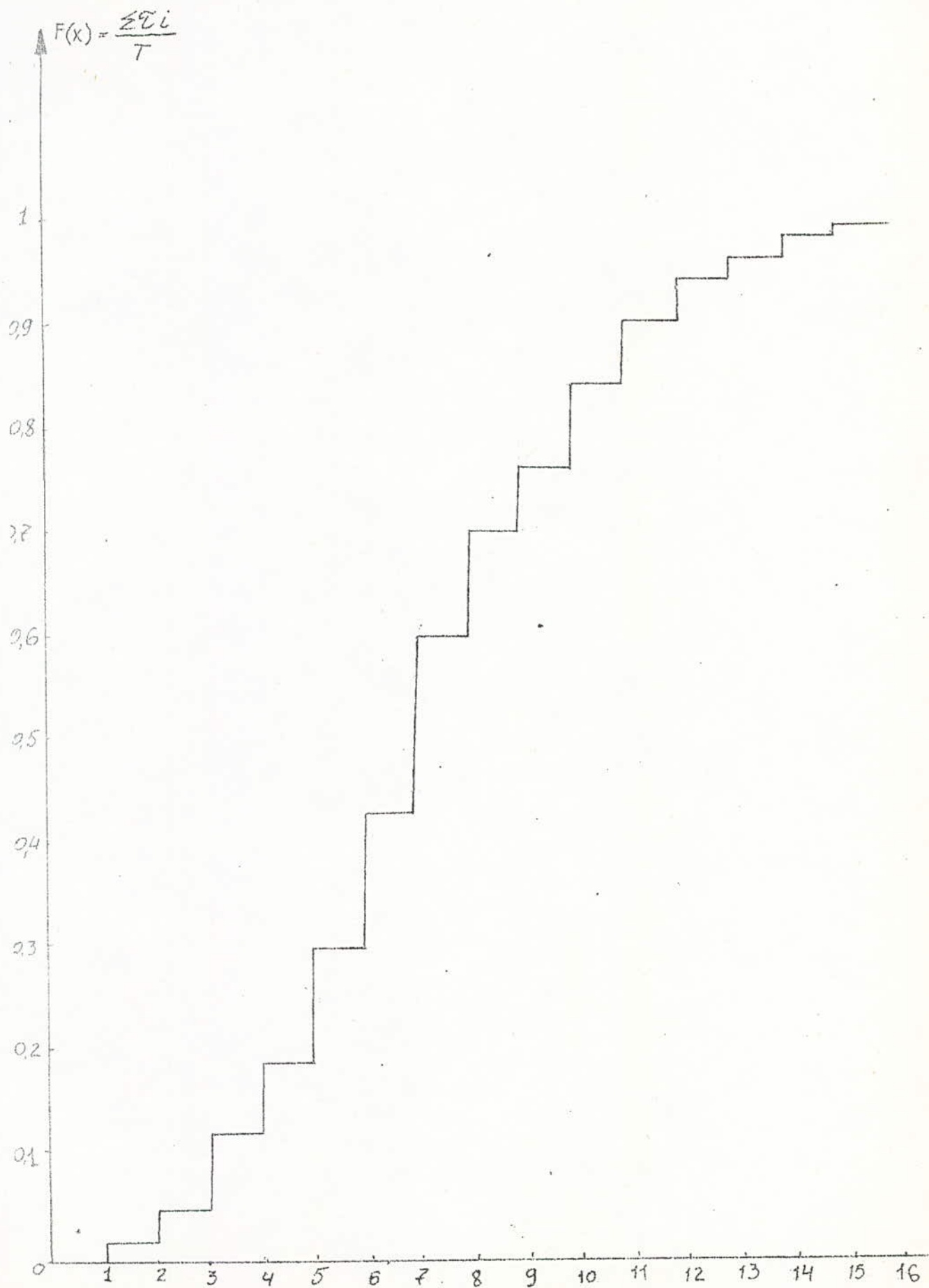


fig 73. $F(x)$ d'une voix masculine ($T=50ms$)

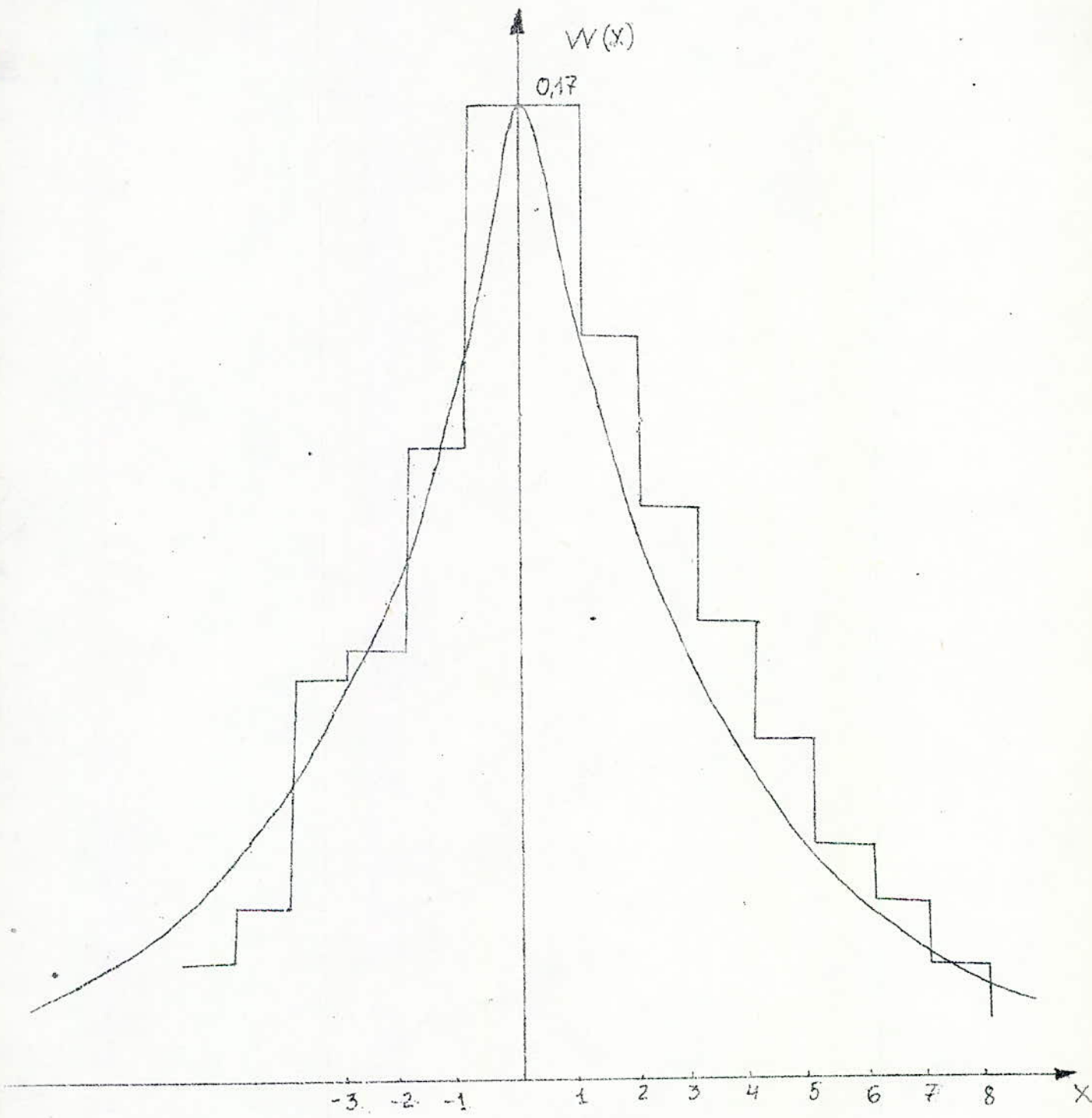


fig 74 Densite de probabieite $W(x)$ pour un
signal "Parole" où le temps d'analyse $T=50ms$

X_i	Y_i	$W(X_i)$	L'erreur	E^2
0	0,17	0,17	0	
1	0,13	0,13	0	
2	0,1	0,099		10^{-6}
3	0,08	0,076		$1,6 \cdot 10^{-5}$
4	0,06	0,058		$4 \cdot 10^{-5}$
5	0,04	0,044		$1,6 \cdot 10^{-5}$
6	0,02	0,034		$1,96 \cdot 10^{-4}$
7	0,02	0,026		$3,6 \cdot 10^{-5}$
8	0,01	0,02		$1 \cdot 10^{-4}$
			E^2	$3,7 \cdot 10^{-4}$

Tableau IV.6 - Calcul de l'erreur quadratique

Pour $X = 2$; 5 et 6 le tableau ci-dessous tableau IV. 7, est la figure 75 illustro les résultats établis :

E^2	a
$3,7 \cdot 10^{-4}$	0,27
$4,76 \cdot 10^{-4}$	0,2
$2,86 \cdot 10^{-4}$	0,29
$5,59 \cdot 10^{-4}$	0,3

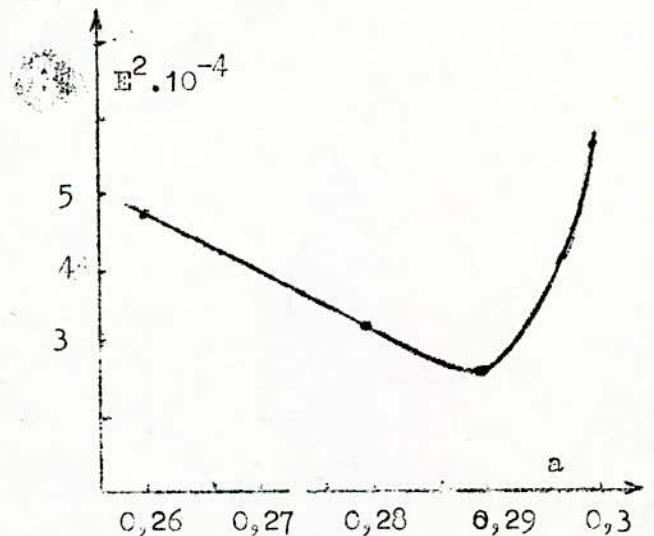


Tableau IV.7. Résumé des valeurs calculées.

Fig.75 - Minimisation de l'erreur.

Nous n'avons pas normalisé la variable X par rapport à son écart moyen quadratique.

Nous avons établis de la même manière pour une même voix avec un temps d'analyse de 70ms :

$$W(X) = 0,15 \cdot e^{-0,32 X} \quad (4.21)$$

- Pour une autre voix on obtient la densité de probabilité suivante :

$$W(X) = 0,26 e^{-0,6 X}$$

Le temps d'analyse était de trois minutes.

Nous proposons de classer grossièrement les signaux acoustiques à l'aide de trois modèles, selon leurs distributions.

L'exactitude des expressions que nous donnons est liée à l'erreur commise sur l'écart moyen quadratique et l'espérance mathématique des signaux étudiés.

Le modèle de la musique classique et la parole peut être le suivant :

$$W(X) = \frac{A}{(2)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma_1} \cdot e^{-\frac{(2)^{\frac{1}{2}} |X|}{1}} + \frac{B}{(2)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma_2} \cdot e^{-\frac{(2)^{\frac{1}{2}} |X|}{2}} \quad (4.23)$$

Pour les échantillons de parole les plages de variations sont les suivantes :

$$A = 0,55 \div 0,585$$

$$B = 0,39 \div 0,48$$

$$\sigma_1 = 0,8 \div 1,7$$

$$\sigma_2 = 0,1 \div 0,37$$

Nous donnons un exemple précis vérifiant le modèle proposé :

$$A = 0,565 \quad ; \quad B = 0,43 \quad ; \quad \sigma_1 = 1,28 \quad \text{et} \quad \sigma_2 = 0,26$$

Les échantillons de musique classique de Vivaldi et Beethoven ont donné les plages suivantes :

$$A = 0,59 \div 0,68$$

$$B = 0,29 \div 0,41$$

$$\sigma_1 = 1 \div 1,35$$

$$\sigma_2 = 0,21 \div 0,24$$

L'exemple que nous donnons est la " Primavera " du compositeur de Vivaldi pendant un temps d'analyse d'une minute.

$$A = 0,66 \quad ; \quad B = 0,34$$

$$\sigma_1 = 1,25 \quad ; \quad \sigma_2 = 0,22$$

Pour une musique vocale et instrumentale (de nature douce et exécutée par des petits groupes musicaux), le modèle suivant a été le plus adéquat :

$$W(X) = \frac{1}{(2)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma} \cdot e^{-\frac{(2)^{\frac{1}{2}} |X|}{\sigma}} \quad (4.24)$$

où σ varie de 0,95 à 4,4

Pour des enregistrements de musique moderne dont certains ont été émis par la chaîne III de la Radiodiffusion Télévision Algérienne, nous avons trouvé le modèle suivant :

$$W(X) = \frac{1}{(2 \Pi)^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma} \cdot e^{-\frac{X^2}{2\sigma^2}} \quad (4.25)$$

où σ varie de 1 à 5,7.

Les plus fortes valeurs de l'écart moyen sont ceux des échantillons émis par la Radiodiffusion.

Conclusion.

L'analyse statistique confirme les propriétés des signaux sonores (chapitre.I).

Le dispositif de mesure grâce à la visualisation sur écran nous a permis de voir un nombre important de distribution et d'enregistrer les courbes les plus significatives.

Il pourrait par ailleurs, servir pour l'étude de signaux de fréquences plus élevées si un simple remplacement de circuits logique TTL par des circuits LS est effectué.

Nous avons montré que l'excès d'une densité de probabilité est proportionnel au facteur de pic, c'est-à-dire les signaux les plus difficiles à contrôler sont ceux qui possèdent un excès important.

Ainsi la musique classique qui possède une dynamique élevée (Chapitre I) et un excès important peut-être le signal le plus difficile à traiter.

Par ailleurs les distributions des différents types de signaux donnent la possibilité au concepteur de favoriser la qualité de transmission ou le rendement d'un canal à réaliser. L'analyse des dépassements le renseigne sur le temps de surcharge.

Nous avons montré que ce temps de surcharge diminue lorsque la dynamique du signal à traiter est réglée d'une façon optimale.

Cependant les résultats obtenus peuvent ne pas être rigoureusement (quantitativement) exacts au sens probabiliste, car le nombre d'échantillons est limité ou relativement réduit. De plus les signaux expérimentaux utilisés sont des enregistrements donc affectés à la source même.

CONCLUSION

CONCLUSION

Le présent travail a été consacré à l'étude de la réduction de la dynamique des signaux sonores. Notre but était de mettre au point une nouvelle méthode de régulation de la dynamique.

Les résultats expérimentaux montrent que le but recherché a été atteint.

Ainsi, par cette méthode, nous venons de montrer qu'il est possible d'améliorer la qualité de transmission des sons.

Pour mettre au point notre système de régulation de dynamique, nous avons été amenés à faire une analyse spectrale des signaux sonores, c'est à dire à tracer puis étudier une série de spectre caractérisant les sons. Comme ces derniers présentent un caractère aléatoire, nous avons fait la mesure de leurs paramètres caractéristiques et procédé à leur analyse statistique.

D'après cette procédure, il semble que la transmission d'un signal sonore quelconque est optimale quand le système se compose de quatre canaux de bande passante différente et fait subir au signal associé, à chaque spectre partiel une compression de dynamique. Mais cette règle peut être modifiée si on veut appliquer la méthode à des systèmes de communications où on est limité techniquement par la surcharge des différents étages de la chaîne de transmission et la bande de fréquences qui leur est allouée.

Ainsi, en radiodiffusion par modulation d'amplitude (ou la bande passante est limitée à 5 kHz), l'expérience montre qu'il suffit d'un seul canal de régulation automatique de gain et que la dynamique du signal peut être réduite à 45 dB.

En radiodiffusion par modulation de fréquence, il est préférable d'utiliser la méthode de contrôle de la dynamique et de réduire la dynamique jusqu'à un seuil de 45 dB ou 50 dB.

D'après les essais que nous avons fait la dynamique peut être comprimée au delà de 40 dB. Mais, est-il vraiment nécessaire de procéder à une telle réduction de la dynamique?

Pour répondre à cette question, il faudrait faire une série de tests sur des individus. Dans une première approche, il semblerait qu'une réduction de la dynamique à 50 dB serait suffisante.

Dans l'enregistrement magnétique professionnel ou de haute fidélité, l'utilité d'une commande à deux ou à quatre canaux est évidente. La nouvelle méthode (sachant que la dynamique dans l'enregistrement est limitée à 62 dB), peut donner une transmission sans distorsion sur toute la bande audiophonique, l'impact technico-économique devient alors positif.

Cette méthode est aussi applicable aux mal-entendants. Elle est applicable directement lorsque le patient est victime d'une perte de

sensibilité sur toute la bande des fréquences sonores.

Dans le cas où la sensibilité a diminué sur une partie de la bande des fréquences audibles, la nouvelle méthode permet des corrections en fréquence sur chaque bande caractéristique selon le diagnostic.

La méthode peut également servir dans les domaines de l'amplification basse fréquence, la sonorisation, la prise de son...

Ainsi, nous avons obtenus des résultats qui nous ont permis de mettre au point un système de contrôle de la dynamique et d'adapter celui-ci pour des applications variées.

Ces résultats sont tributaires de mesures objectives faites avec des sons dont le naturel a été déjà affecté. En effet, il est intéressant d'appuyer nos expériences par des mesures subjectives. Car en acoustique, la qualité de transmission d'un signal est évaluée sur la base de l'audition perçue.

Mais ces expériences nécessitent l'utilisation directe de sources de signaux naturels (chanteurs, orchestres, speakers...), de groupes d'individus appelés écouteurs avertis pour l'évaluation subjective des paramètres, et de laboratoires ou salles d'écoute aménagées.

Enfin, les travaux de recherche futurs pourraient être orientés vers l'évaluation subjective et le développement de l'analyse statistique des signaux sonores appliquée à la musique algérienne et à la communication parlée sur le territoire national.

ANNEXES

ANNEXE A

Relations utilisées pour la mise au point du comparateur (1) :

Le schéma du comparateur est donné par la figure 53.

Si on pose

$$I = I_1 + I_2 = I_2 \quad (A.1)$$

Nous obtenons

$$V_o = R_1 I + R_2 I + V_2 \quad (A.2)$$

Dans ce cas les tensions de basculement seront :

$$V_{s1} = R_1 I + R_2 I + V_H \quad (A.3)$$

$$V_{s2} = R_1 I + R_2 I + V_L$$

où V_H est le niveau haut correspondant au " 1 " logique et V_L le niveau bas correspondant au " 0 " logique.

Si V_o est la tension de seuil, le courant I sera :

$$I = (V_o - V_2) / R_2 \quad (A.4)$$

A partir des relations (A.1) à (A.4), nous déduisons :

$$V_{s1} = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_o - V_H}{R_2} + V_H \quad (A.5)$$

$$V_{s2} = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_o - V_H}{R_2} + V_L \quad (A.6)$$

Les relations (A.5) et (A.6) montrent que la valeur de l'hystérésis dépend des valeurs de R_1 et de R_2 .



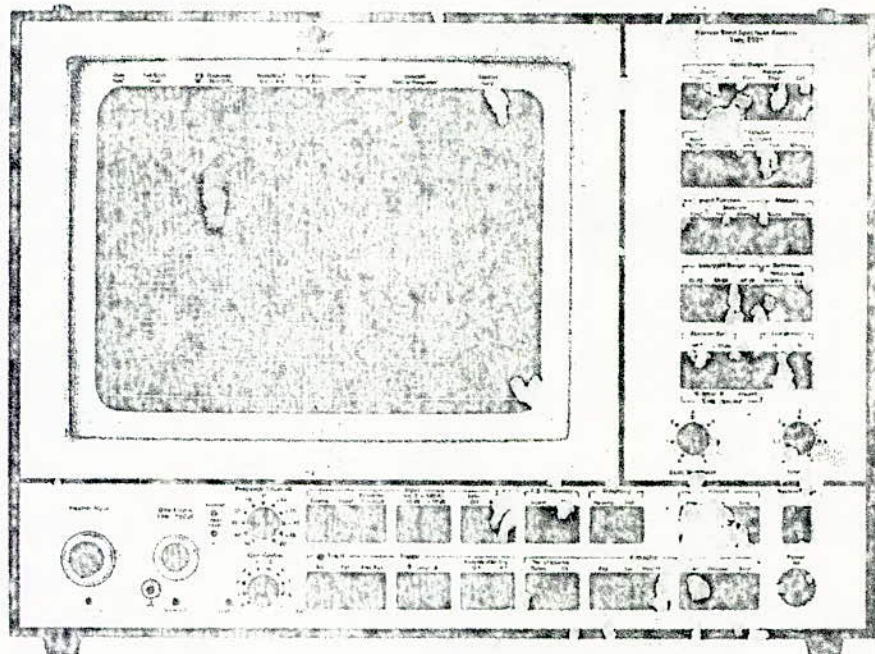
BRÜEL & KJÆR

type 2031

Analyseur de Spectre à Bande Étroite

CHARACTERISTIQUES:

- Haute résolution, analyse de fréquence en bande constante en 100 bandes de fréquence
- Onze gammes de fréquence au choix de 0—0 Hz à 0—20 kHz
- Multiples possibilités d'enregistrement de transitoires avec un déclenchement interne, externe ou en mode libre et la commande d'un délai déclenchement/acquisition
- Visualisation du signal temporel, du spectre instantané, du spectre intégré et de la différence de spectres sur un écran d'affichage de 11"
- Gamme dynamique supérieure à 70 dB avec un facteur de crête admissible de 9 dB
- Filtres antirepliement incorporés
- Intégration exponentielle et linéaire sur 1 à 2048 spectres
- Dispositif de retenue du maximum permettant de retenir le nouveau maximum dans chaque bande
- Analyse sans pondération (rectangulaire) ou avec pondération de Hanning
- Visualisation de spectres sur des gammes d'affichage de 80 dB, 40 dB ou 20 dB
- Mémoire permettant d'emmagasiner le spectre pour le comparer avec des données ultérieures



- Mesures de fonction de transfert de première estimation en utilisant le dispositif de soustraction de mémoire
- Affichage alphanumérique directement sur l'écran de visualisation en utilisant le sélecteur de ligne
- Les lectures à l'aide du sélecteur de ligne peuvent être réalisées relativement aux valeurs d'autres bandes ou d'autres lignes
- Sortie des données affichées sur sortie analogique
- Entrée et Sortie numériques par l'intermédiaire de l'interface CEI
- Positions des commandes principales représentées sur l'écran de visualisation sous forme d'affichages alphanumériques
- Commandes à touches programmables extérieurement par l'intermédiaire de l'interface CEI
- Branchement à l'ordinateur interface CEI ou IEEE Std. 488 par l'intermédiaire de l'interface CEI

UTILISATION:

- Analyse des signaux acoustiques ou de vibrations
- Analyses des transitoires et des chocs
- Maintenance préventive et surveillance des machines
- Analyse de la parole et études phonétiques
- Analyse harmonique
- Recherche physiologique et neurologique

Introduction

L'analyseur de spectre à bande étroite Type 2031 est un instrument conçu pour les analyses de fréquence en bandes étroites de données continues et transitoires provenant de sources de signaux acoustiques, vibrationnels ou autre. Il mesure le spectre efficace de puissance en 400 bandes de largeur instantanée en dB correspondant au signal d'entrée.

La gamme de fréquence de l'instrument est choisie à l'aide d'un bouton-poussoir dans une séquence -2-5 de 0-10 Hz à 0-20 kHz. D'une autre façon, en utilisant une source d'échantillonnage externe, la gamme de fréquence pourra être étendue flottante permettant au 2031 de poursuivre des phénomènes de fréquence variable comme par exemple pour l'analyse harmonique. Le temps nécessaire pour calculer un spectre unique est inférieur à 200 ms permettant d'obtenir un fonctionnement en temps réel jusqu'à au moins 2 kHz.

Le fonctionnement du 2031 est basé sur la transformation de Fourier de blocs de données enregistrés à 1024 échantillons du signal d'entrée du domaine temporel au domaine de fréquence. L'acquisition se situe dans un enregistreur de données transitoires ayant deux mémoires en parallèle. Les dispositifs de déclenchement disponibles sur l'enregistreur permettant au 2031 d'être utilisé pour l'analyse d'une large gamme de signaux.

Le déclenchement en mode libre de l'enregistreur de transitoires est utilisé dans l'analyse de signaux continus. Dans ce cas, de nouvelles acquisitions seront réalisées et traitées de façon continue. Le mode déclenché est utilisé chaque fois que des signaux à analyser sont intermittents ou transitoires. Dans ce cas, la transformation n'aura lieu qu'à la réception du signal de déclenchement dont la source pourra être interne avec un niveau de déclenchement variable en 200 pas tout au long de la gamme de tension d'entrée ou bien externe avec une impulsion TTL.

Dans le mode déclenché, la valeur du délai déclenchement/acquisition permet de choisir avec précision par rapport à l'impulsion de déclenchement quel sera l'enregistrement qui sera transformé. Grâce

à la large gamme de réglage du délai déclenchement/acquisition, de 0,0 à 9,9 fois la longueur de l'enregistrement en pas de 0,1 fois cette longueur, il sera possible d'analyser des données transitoires même si celles-ci sont très éloignées du moment précis du déclenchement. En outre, dans les analyses de processus cycliques, on pourra, grâce au délai, isoler et analyser indépendamment du reste une partie du signal comme, par exemple, l'ouverture ou la fermeture d'une soupape dans un cycle de machine.

Le 2031 peut être commandé de telle façon que chaque nouvelle acquisition soit transformée. Une autre possibilité, pour l'analyse de transitoires isolées, c'est que l'acquisition et la transformation soient interrompus dès que la première acquisition a été transformée.

Les données après transformation peuvent être intégrées exponentiellement ou linéairement sur 1 à 2048 spectres. L'intégration exponentielle est utile pour l'observation de processus en acquisition libre dans les cas où les variations sont importantes, tandis que l'intégration linéaire est préférable dans les cas où il est important que toutes les données à l'entrée aient la même influence sur le résultat final de l'intégration, par exemple pour l'intégration spatiale ou pour l'intégration de processus cycliques. Noter que l'intégration linéaire est commandée de telle façon qu'une intégration vraie est visualisée en permanence, celle-ci convergeant vers le résultat final. Un dispositif de retenue du maximum est également disponible permettant de retenir la valeur maximale dans chaque bande.

L'intégration exponentielle et linéaire et le mode de retenue du maximum sont également applicables à l'analyse de données continues ou transitoires. Cela signifie que, par exemple, comme dans le cas cité plus haut, le signal produit par la fermeture ou l'ouverture d'une soupape pourra être intégré sur un grand nombre de cycles.

La visualisation du spectre analysé se fait sur un écran de visualisation de 11" qui peut également être utilisé pour visualiser la fonction temporelle. Les deux spectres instantané ou intégré peuvent être représentés et l'un d'eux pourra être conservé dans une mémoire de spectre de référence et

rappelé ensuite pour la comparaison avec de nouvelles données se présentant à l'entrée. Un mode de visualisation supplémentaire permet d'obtenir la différence entre les nouvelles données se présentant à l'entrée et les données entrées en mémoire. Cela permet de mettre en évidence les modifications de spectre, et dans le cas où le phénomène mesuré est suffisamment stationnaire, cela permet de mesurer l'ampleur de la fonction de transfert.

Les lectures provenant de la visualisation peuvent être tracées à l'aide de l'enregistreur de niveau Type 2307 ou (sur option) de la table X-Y Type 2308 par l'intermédiaire de la sortie analogique. Elles peuvent également être transférées sous forme numérique à un système périphérique compatible CEI par l'intermédiaire de l'interface CEI. Cette interface permet également l'acquisition et l'extraction de données ainsi que la lecture et la commande des positions des différentes commandes de la face avant utilisées pour la programmation à distance du 2031.

La fréquence et l'amplitude efficace de n'importe quel canal du spectre ou bien la position relative de tout échantillon dans la fonction temporelle pourront être lues sur des affichages alphanumériques sur l'écran de visualisation en utilisant le sélecteur de ligne. (Noter que dans le cas de l'utilisation d'un échantillonnage externe, les lectures de spectres sont sous forme de l'amplitude et du numéro du canal.) Un affichage alphanumérique supplémentaire donne la position des commandes principales comme le niveau pleine échelle, la fréquence pleine échelle, etc..

Les amplitudes sont lues sur le 2031 en dB. Le niveau de référence est habituellement fixé à $1 \mu V_{eff}$, cependant, il peut être modifié sur toute une gamme de ± 50 dB à partir de ce niveau. D'une façon alternative, le niveau efficace de tout canal du spectre visualisé pourra être mis à 0 dB et toutes les mesures d'amplitude ultérieures se feront par rapport à ce niveau. De façon analogue, la position d'un échantillon dans la fonction temporelle pourra être lue en valeur absolue ou bien relativement à la position de tout autre échantillon sous la forme d'un numéro d'échantillon ou d'un temps en secondes.

La gamme de visualisation d'am-

plitude du 2031 pourra être choisie à 30 dB, 40 dB ou 20 dB. Le niveau pleine échelle pourra être varié sur 80 dB en pas de 10 dB. Cela permet de dilater une fenêtre d'amplitude de 40 ou de 20 dB à partir du spectre visualisé de façon à remplir l'écran tout entier. De façon analogue, lorsque la fonction temporelle est visualisée, l'axe des temps pourra être dilaté d'un facteur 3.

L'entrée du 2031 se fait par l'intermédiaire de l'entrée d'un amplificateur de mesure standard B & K permettant le branchement à la plupart des préamplificateurs de microphone ou d'autres sources de signal

B & K. Une référence d'amplitude interne est disponible pour faciliter l'étalonnage. L'étalonnage en fréquence est rendu superflu puisque toutes les mesures se réfèrent à un oscillateur interne commandé à l'aide d'un cristal.

Avant l'acquisition et la transformation, le signal d'entrée passe à travers un filtre antirepliement choisi automatiquement avec la gamme de fréquence. Ce filtre, dont la fréquence de coupure correspond à la fréquence pleine échelle choisie, sert à éviter l'introduction d'une distorsion due au phénomène de repliement et il pourra être mis hors-

circuit si on le désire. Pour l'échantillonnage externe, on pourra utiliser des filtres antirepliement internes ou externes.

Avant transformation, les acquisitions temporelles pourront être pondérées à l'aide de la pondération de Hanning. Celle-ci est généralement utilisée dans les analyses de signaux continus pour améliorer la sélectivité. Pour les analyses de signaux transitoires, cependant, là où la pondération de Hanning pourrait modifier les données en cours d'analyse, on utilisera une pondération plate (c'est-à-dire rectangulaire ou pas de pondération du tout).

Analyse de Fréquence

La base mathématique de toute analyse de fréquence est la transformée appelée transformée de Fourier. Dans sa forme la plus générale, elle est exprimée par les deux intégrales de Fourier suivantes:

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (1)$$

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (2)$$

L'équation 1 transforme la fonction temporelle $f(t)$ en son terme complexe de fréquence $F(\omega)$ pour chaque fréquence (angulaire) ω radians/sec ($\omega = 2\pi f$ avec f , fréquence en Hz). L'équation 2 montre comment le signal original temporel $f(t)$ pourra être complètement reproduit à partir de ses termes de fréquence originaux.

Il est possible d'écrire les équivalents discrets des équations 1 et 2 comme suit:

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (3)$$

$$f(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k) \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4)$$

Ces deux équations sont connues comme la Transformation Discrète de Fourier ou DFT où chacune des fonctions continues $F(\omega)$ et $f(t)$, s'étendant de $+\infty$ à $-\infty$, est remplacée par un nombre fini, N , d'échantillons discrets, $F(k)$ et $f(n)$, respectivement. Si Δf est l'accroissement de fréquence entre deux échantillons successifs et Δt l'accroissement de temps, $k\Delta f$ sera la fréquence correspondant à $F(k)$ et $n\Delta t$ le temps correspondant à $f(n)$. Les intégrales infinies sont ainsi remplacées par des sommes finies, toutefois, beaucoup des propriétés des DFT sont paral-

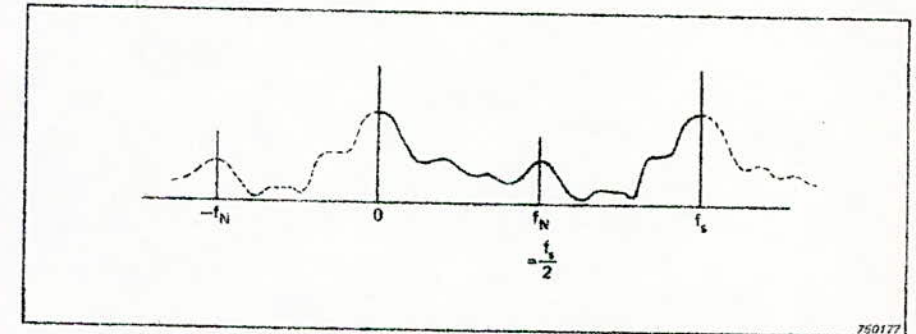


Fig.1. Transformée de Fourier discrète d'une fonction temps complexe, (partie réelle seulement). Noter la périodicité du spectre

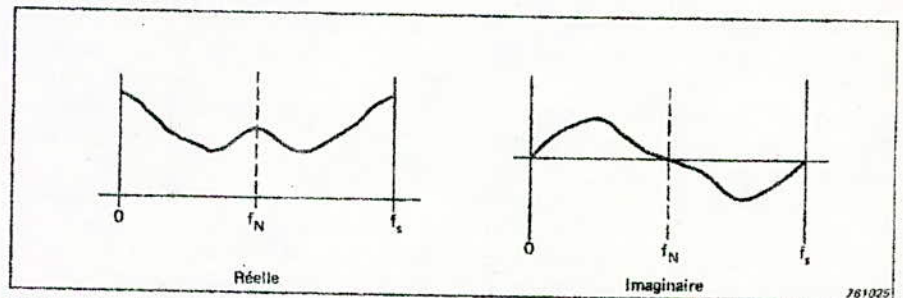


Fig.2. Transformée de Fourier discrète de la fonction temps en valeur réelle. Noter la symétrie de la partie réelle et l'antisymétrie de la partie imaginaire

lèles à celles de la transformée intégrale. L'équation 3 est connue comme la transformée directe et l'équation 4 comme la transformée inverse.

Bien que sa nature discrète lui permette d'être directement traitée sous forme numérique, l'évaluation de la DFT est un processus lent et inefficace nécessitant la réalisation de N^2 multiplications complexes pour effectuer la transformation sur N points. La Transformée de Fourier Rapide, ou FFT, est un algorithme fournissant un moyen plus efficace d'évaluation réduisant le nombre de multiplications nécessaires à environ $N \log_2 N$.

Dans la transformation généralisée directe, N points complexes du

domaine temps sont transformés en N points complexes du domaine fréquence avec N habituellement choisi comme étant une puissance de 2. Les N points du domaine de fréquence complexe sont uniformément distribués depuis le continu jusqu'à la fréquence d'échantillonnage. En outre, le spectre devient périodique avec une période égale à la fréquence d'échantillonnage, c.a.d. que les N points complexes sont répétés sur l'axe de fréquence dans les deux sens avec une période égale à la période d'échantillonnage. En tenant compte de cette périodicité et en se référant à la figure 1, il est évident que ces points se situent entre la fréquence de Nyquist (c.a.d. la demi-fréquence d'échantillonnage) et la fréquence d'échantillonnage représentent les



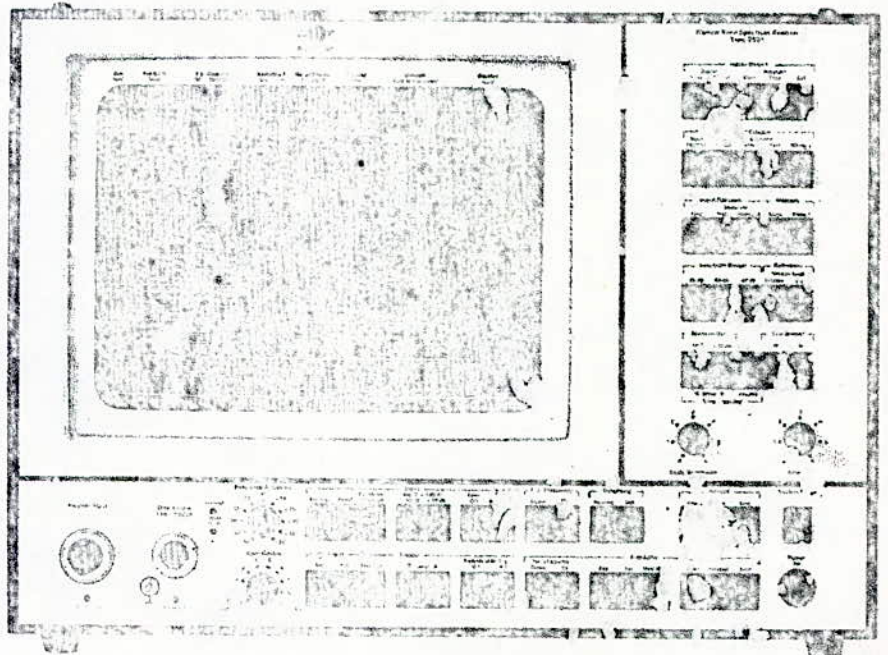
BRÜEL & KJÆR

type 2031

Analyseur de Spectre à Bande Etroite

CHARACTERISTIQUES:

- Haute résolution, analyse de fréquence en bande constante en 100 bandes de fréquence
- Onze gammes de fréquence au choix de 0—10 Hz à 0—20 kHz
- Multiples possibilités d'enregistrement de transitoires avec un déclenchement interne, externe ou en mode libre et la commande d'un délai déclenchement/acquisition
- Visualisation du signal temporel, du spectre instantané, du spectre intégré et de la différence de spectres sur un écran d'affichage de 11"
- Gamme dynamique supérieure à 70 dB avec un facteur de crête admissible de 9 dB
- Filtrés antirepliement incorporés
- Intégration exponentielle et linéaire sur 1 à 2048 spectres
- Dispositif de retenue du maximum permettant de retenir le niveau maximum dans chaque bande
- Analyse sans pondération (rectangulaire) ou avec pondération de Hanning
- Visualisation de spectres sur des gammes d'affichage de 80 dB, 40 dB ou 20 dB
- Mémoire permettant d'emmagasiner le spectre pour le comparer avec des données ultérieures



- Mesures de fonction de transfert de première estimation en utilisant le dispositif de soustraction de mémoire
- Affichage alphanumérique directement sur l'écran de visualisation en utilisant le sélecteur de ligne
- Les lectures à l'aide du sélecteur de ligne peuvent être réalisées relativement aux valeurs d'autres bandes ou d'autres lignes
- Sortie des données affichées sur sortie analogique
- Entrée et sortie numériques par l'intermédiaire de l'interface CEI
- Positions des commandes principales représentées sur l'écran de visualisation sous forme d'affichages alphanumériques
- Commandes à touches programmables extérieurement par l'intermédiaire de l'interface CEI
- Branchement à l'ordinateur interface CEI ou IEEE Std. 488 par l'intermédiaire de l'interface CEI

UTILISATION:

- Analyse des signaux acoustiques ou de vibrations
- Analyses des transitoires et des chocs
- Maintenance préventive et surveillance des machines
- Analyse de la parole et études phonétiques
- Analyse harmonique
- Recherche physiologique et neurologique

Introduction

L'analyseur de spectre à bande étroite Type 2031 est un instrument conçu pour les analyses de fréquence en bandes étroites de données continues et transitoires provenant de sources de signaux acoustiques, vibrationnels ou autre. Il affiche le spectre efficace de puissance en 400 bandes de largeur instantanée en dB correspondant au signal d'entrée.

La gamme de fréquence de l'instrument est choisie à l'aide d'un bouton-poussoir dans une séquence —2—5 de 0—10 Hz à 0—20 kHz. Une autre façon, en utilisant une source d'échantillonnage externe, la gamme de fréquence pourra être modifiée flottante permettant au 2031 de poursuivre des phénomènes de fréquence variable comme par exemple pour l'analyse harmonique. Le temps nécessaire pour calculer un spectre unique est inférieur à 200 ms permettant d'obtenir un fonctionnement en temps réel jusqu'à au moins 2 kHz.

Le fonctionnement du 2031 est basé sur la transformation de Fourier de blocs de données enregistrés à 1024 échantillons du signal d'entrée du domaine temporel au domaine de fréquence. L'acquisition est située dans un enregistreur de données transitoires ayant deux mémoires parallèles. Les dispositifs de déclenchement disponibles sur l'enregistreur permettent au 2031 d'être utilisé pour l'analyse d'une large gamme de signaux.

Le déclenchement en mode libre de l'enregistreur de transitoires est utilisé dans l'analyse de signaux continus. Dans ce cas, de nouvelles acquisitions seront réalisées et traitées de façon continue. Le mode déclenché est utilisé chaque fois que des signaux à analyser sont intermittents ou transitoires. Dans ce cas, la transformation n'aura lieu qu'à la réception du signal de déclenchement dont la source pourra être interne avec un niveau de déclenchement variable en 200 pas tout au long de la gamme de tension d'entrée ou bien externe avec une impulsion TTL.

Dans le mode déclenché, la valeur du délai déclenchement/acquisition permet de choisir avec précision par rapport à l'impulsion de déclenchement quel sera l'enregistrement qui sera transformé. Grâce

à la large gamme de réglage du délai déclenchement/acquisition, de 0,0 à 9,9 fois la longueur de l'enregistrement en pas de 0,1 fois cette longueur, il sera possible d'analyser des données transitoires même si celles-ci sont très éloignées du moment précis du déclenchement. En outre, dans les analyses de processus cycliques, on pourra, grâce au délai, isoler et analyser indépendamment du reste une partie du signal comme, par exemple, l'ouverture ou la fermeture d'une soupape dans un cycle de machine.

Le 2031 peut être commandé de telle façon que chaque nouvelle acquisition soit transformée. Une autre possibilité, pour l'analyse de transitoires isolées, c'est que l'acquisition et la transformation soient interrompues dès que la première acquisition a été transformée.

Les données après transformation peuvent être intégrées exponentiellement ou linéairement sur 1 à 2048 spectres. L'intégration exponentielle est utile pour l'observation de processus en acquisition libre dans les cas où les variations sont importantes, tandis que l'intégration linéaire est préférable dans les cas où il est important que toutes les données à l'entrée aient la même influence sur le résultat final de l'intégration, par exemple pour l'intégration spatiale ou pour l'intégration de processus cycliques. Noter que l'intégration linéaire est commandée de telle façon qu'une intégration vraie est visualisée en permanence, celle-ci convergeant vers le résultat final. Un dispositif de retenue du maximum est également disponible permettant de retenir la valeur maximale dans chaque bande.

L'intégration exponentielle et linéaire et le mode de retenue du maximum sont également applicables à l'analyse de données continues ou transitoires. Cela signifie que, par exemple, comme dans le cas cité plus haut, le signal produit par la fermeture ou l'ouverture d'une soupape pourra être intégré sur un grand nombre de cycles.

La visualisation du spectre analysé se fait sur un écran de visualisation de 11" qui peut également être utilisé pour visualiser la fonction temporelle. Les deux spectres instantané ou intégré peuvent être représentés et l'un d'entre eux pourra être conservé dans une mémoire de spectre de référence et

rappelé ensuite pour la comparaison avec de nouvelles données se présentant à l'entrée. Un mode de visualisation supplémentaire permet d'obtenir la différence entre les nouvelles données se présentant à l'entrée et les données entrées en mémoire. Cela permet de mettre en évidence les modifications de spectre, et dans le cas où le phénomène mesuré est suffisamment stationnaire, cela permet de mesurer l'ampleur de la fonction de transfert.

Les lectures provenant de la visualisation peuvent être tracées à l'aide de l'enregistreur de niveau Type 2307 ou (sur option) de la table X-Y Type 2308 par l'intermédiaire de la sortie analogique. Elles peuvent également être transférées sous forme numérique à un système périphérique compatible CEI par l'intermédiaire de l'interface CEI. Cette interface permet également l'acquisition et l'extraction de données ainsi que la lecture et la commande des positions des différentes commandes de la face avant utilisées pour la programmation à distance du 2031.

La fréquence et l'amplitude efficace de n'importe quel canal du spectre ou bien la position relative de tout échantillon dans la fonction temporelle pourront être lues sur des affichages alphanumériques sur l'écran de visualisation en utilisant le sélecteur de ligne. (Noter que dans le cas de l'utilisation d'un échantillonnage externe, les lectures de spectres sont sous forme de l'amplitude et du numéro du canal.) Un affichage alphanumérique supplémentaire donne la position des commandes principales comme le niveau pleine échelle, la fréquence pleine échelle, etc..

Les amplitudes sont lues sur le 2031 en dB. Le niveau de référence est habituellement fixé à $1 \mu V_{eff}$, cependant, il peut être modifié sur toute une gamme de ± 50 dB à partir de ce niveau. D'une façon alternative, le niveau efficace de tout canal du spectre visualisé pourra être mis à 0 dB et toutes les mesures d'amplitude ultérieures se feront par rapport à ce niveau. De façon analogue, la position d'un échantillon dans la fonction temporelle pourra être lue en valeur absolue ou bien relativement à la position de tout autre échantillon sous la forme d'un numéro d'échantillon ou d'un temps en secondes.

La gamme de visualisation d'am-

rmes négatifs de fréquence du spectre, tandis que les points de Nyquist représentent les termes de fréquence positifs.

Une simplification permettant d'obtenir une meilleure efficacité est obtenue lorsqu'on admet que les points du domaine temps ne peuvent qu'être réels (comme c'est le cas habituellement). Le spectre sera alors pair, cela veut dire que les termes positifs de fréquence pourront être engendrés à partir des négatifs et vice-versa, c.a.d. que seuls, les termes positifs ou les termes négatifs seront nécessaires pour définir le spectre en entier. Grâce à cette possibilité, N points de valeur réelle du domaine temps pourront être transformés comme $N/2$ points complexes, une simple transformation devant être faite sur le résultat pour obtenir le spectre de la fonction temps originale depuis le continu jusqu'à la fréquence de Nyquist.

Chacun des points engendrés par le processus cité ci-dessus auront la forme $F(i) = a_i + j b_i$. Pour chaque terme positif $F(i)$, il devra y avoir un terme négatif de fréquence $F(-i) = -j b_i$. La puissance à cette fréquence est la somme des puissances des termes de fréquence positifs et négatifs, c.a.d. $2(a_i^2 + b_i^2)$. Cette valeur pourra ensuite être intégrée sur un grand nombre de spectres pour obtenir la valeur quadratique moyenne et, si l'on en prend la racine carrée, on obtient la valeur efficace.

Description

La figure 3 représente un schéma de principe du 2031. Il peut être divisé en quatre sections, l'entrée analogique, le processeur, l'affichage et la sortie analogique et enfin, l'interface CEI. Son architecture est basée sur deux omnibus de 16 bits, l'omnibus Y et l'omnibus D à travers lesquels tous les courants de données entre les différentes sections prennent place.

Section entrée analogique

La figure 4 représente un schéma de principe de la partie entrée analogique du 2031. L'amplificateur d'entrée possède deux entrées. L'une, l'entrée préamplificateur, est du type standard B & K à 7 broches permettant le branchement de la plupart des préamplificateurs de microphone B & K et fournissant également les alimentations et les ten-

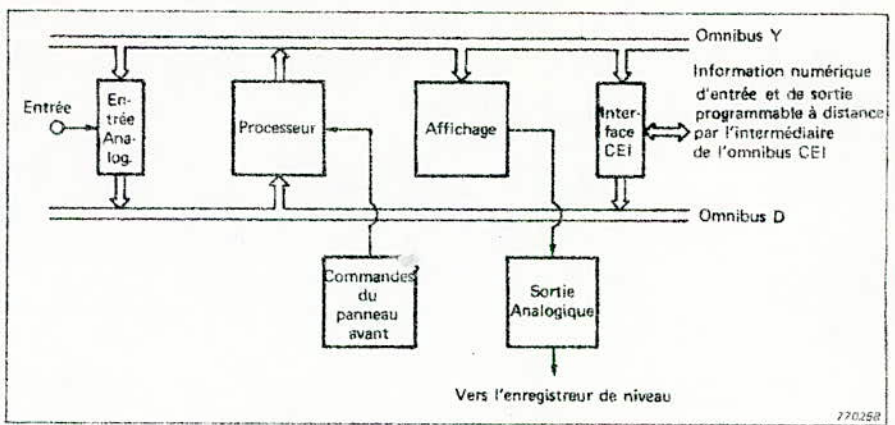


Fig. 3. Schéma fonctionnel simplifié du 2031

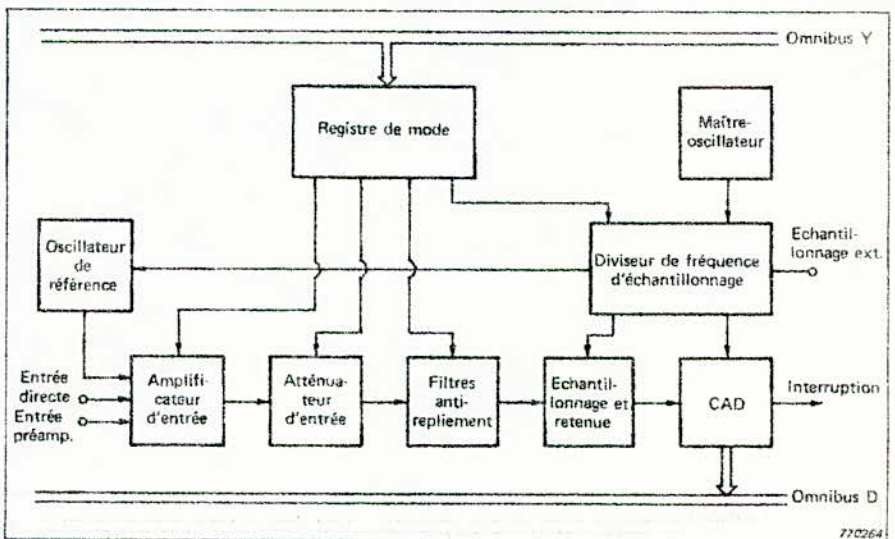


Fig. 4. Section entrée analogique du 2031

sions de polarisation des microphones. L'entrée de signaux provenant d'autres sources se fait par l'intermédiaire de l'entrée directe. Les deux entrées ont des réglages de sensibilité séparés permettant de s'adapter à des sensibilités de capteurs différentes.

L'étalonnage de l'amplificateur d'entrée et du reste du 2031 pourra être effectué à l'aide d'un oscillateur de référence interne dont la fréquence est commandée de façon telle que le signal d'étalonnage apparaisse dans le canal 256 du résultat de l'analyse. Son amplitude est de 100 dB par rapport à $1 \mu V$ eff. (On pourra également utiliser un signal d'étalonnage externe.) Le niveau de référence de $1 \mu V$ eff. pourra être modifié dans une gamme de ± 50 dB par bonds de 10 dB.

La position de l'atténuateur d'entrée détermine la valeur du niveau pour le reste de l'analyseur. L'atténuateur pourra être utilisé pour réduire le niveau du signal d'entrée en pas de 10 dB sur une gamme de 100 dB. Placé sur 0 dB, la déviation

pleine échelle correspond à 1 mV et dans la mesure où la tension mesurable la plus basse est de $1 \mu V$, cela donnera une gamme de fonctionnement totale de 160 dB. Toute surcharge à l'entrée est indiquée à l'aide d'un voyant indicateur et un voyant supérieur 10 dB indique lorsque le signal d'entrée dépasse la limite de 10 dB en dessous de la pleine échelle.

Après l'atténuateur d'entrée, le signal est envoyé sur le filtre antirepliement. C'est un filtre passe-bas elliptique à 7 pôles ayant une pente de 113 dB/octave qui est automatiquement choisi avec la gamme de fréquence de façon à ce que sa fréquence de coupure corresponde à la fréquence pleine échelle. Il est conçu pour permettre d'éviter les erreurs dues au repliement au cours de l'échantillonnage du signal d'entrée et il peut être mis hors-circuit si on le souhaite. Les filtres antirepliement peuvent également être utilisés lorsque l'échantillonnage est commandé extérieurement. Dans ce cas, la fréquence de coupure du filtre connecté correspondra à la gamme de fréquence choisie.

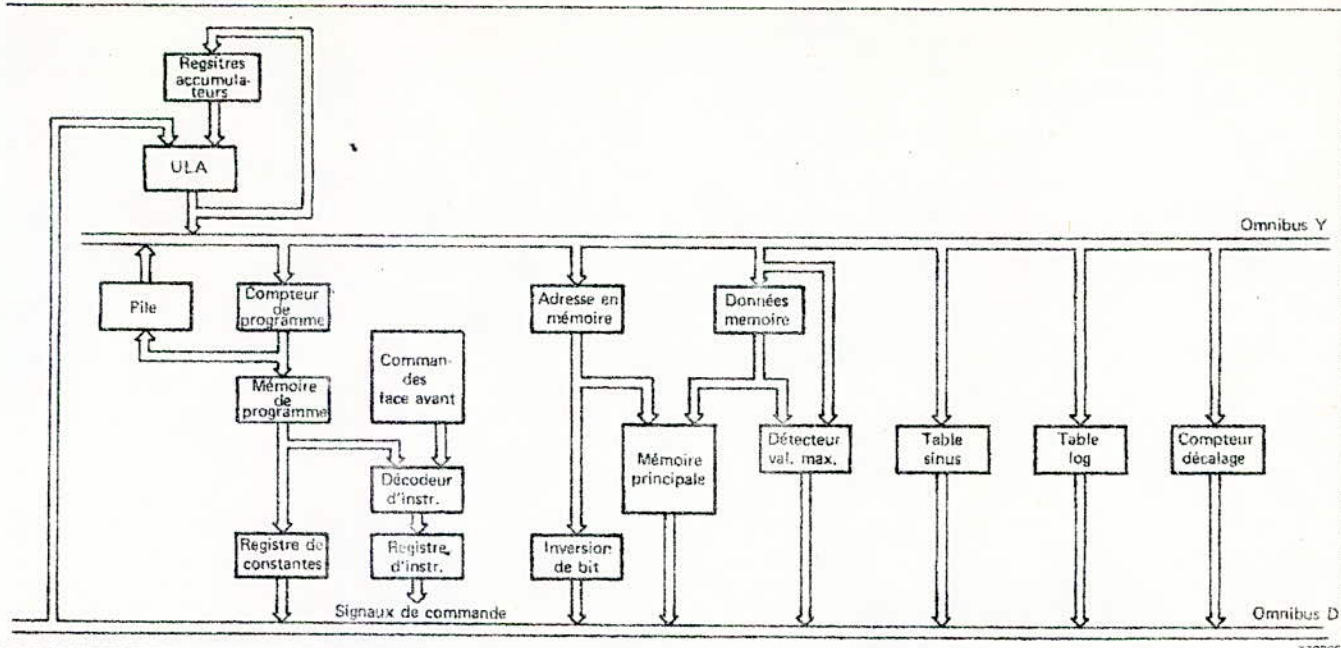


Fig. 5. Section processeur du 2031

Le signal à la sortie du filtre passe-bas est envoyé sur le circuit échantillonnage et retenu puis à l'entrée du convertisseur analogique/numérique, (CAN), où il est échantillonné à la fréquence de 2.56 fois la fréquence pleine échelle, la fréquence d'échantillonnage étant fournie à partir d'un maître-oscillateur à cristal. Il est également possible d'utiliser une fréquence d'échantillonnage externe entraînant que la fréquence pleine échelle soit égale à cette fréquence d'échantillonnage divisée par 2.56. Chaque échantillon est envoyé sur le CAN où il est converti en un mot de 12 bit en complément à 2.

Section processeur

La figure 5 représente le schéma de principe de la section processeur du 2031. Les fonctions du processeur sont le contrôle de l'entrée des données, la transformée de Fourier des données, l'intégration du spectre produit, la commande de l'affichage des données et la lecture des commandes de la face avant.

Tous les calculs sont effectués par l'Unité Logique Arithmétique (ULA) sous contrôle du programme situé dans la mémoire programme. Le ULA effectue toutes les opérations en virgule flottante et il est muni de 16 registres accumulateurs ou d'extension. La progression du programme est contrôlée par le compteur programme et une pile à 16 niveaux est utilisée pour les sous-routines emboîtées. Le registre de constantes est utilisé pour permettre à des constantes, conser-

vées comme une partie du programme, d'être transférées dans le ULA en un seul cycle d'instruction.

Les instructions contenues dans le programme sont décodées dans le décodeur d'instructions. Celui-ci décodera également les positions des commandes de la face avant puisque ces dernières ont une influence sur le choix des sous-routines utilisées. Les instructions décodées et les positions des commandes sont converties en signaux de commande dans le registre d'instructions. Ces signaux commandent toutes les fonctions du processeur.

La mémoire principale, où toutes les données sont emmagasinées a une capacité de 4K mots de 16 bits. Les données sont envoyées par l'intermédiaire du registre de données en mémoire à l'adresse qui se trouve placée dans le registre d'adresse en mémoire. L'inversion de bit permet aux adresses en mémoire d'être lues avant d'être envoyées dans la section traitement (c.a.d. le ULA, etc.) dans l'ordre inverse de bit permettant d'obtenir une plus grande efficacité dans le réarrangement des composantes de fréquence après transformation de Fourier. Une augmentation supplémentaire de l'efficacité est obtenue par l'utilisation d'une table sinusoïdale qui pourra également être utilisée pour fournir la pondération de Hanning de la fonction temporelle.

Le processus de transformation de Fourier utilise le calcul en virgule flottante sous forme de blocs, c.a.d. que le même exposant est uti-

lisé pour l'ensemble du bloc. Le détecteur de grandeur maximum est utilisé pour optimiser l'exposant. Le calcul de puissance et les routines d'intégration utilisent le calcul en virgule flottante vrai.

La conversion du spectre analysé de la forme linéaire à la forme logarithmique est facilitée par la table logarithmique et le compteur de décalage. Le compteur de décalage est également utilisé dans les calculs en virgule flottante.

Section sortie et affichage

La figure 6 représente le schéma de principe de la section sortie et affichage du 2031. Les données affichées sont conservées dans la mémoire d'affichage. Suivant les positions des commandes de la face

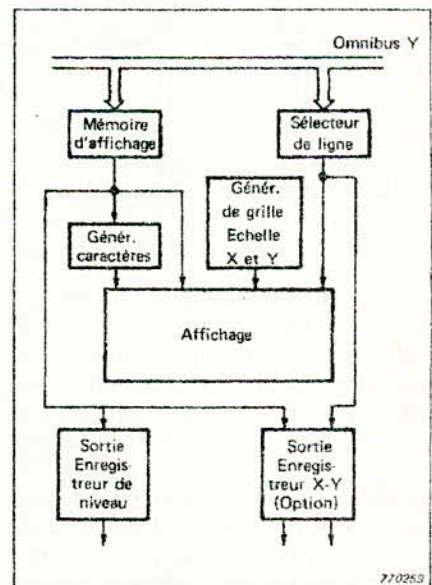


Fig. 6. Section sortie et affichage du 2031

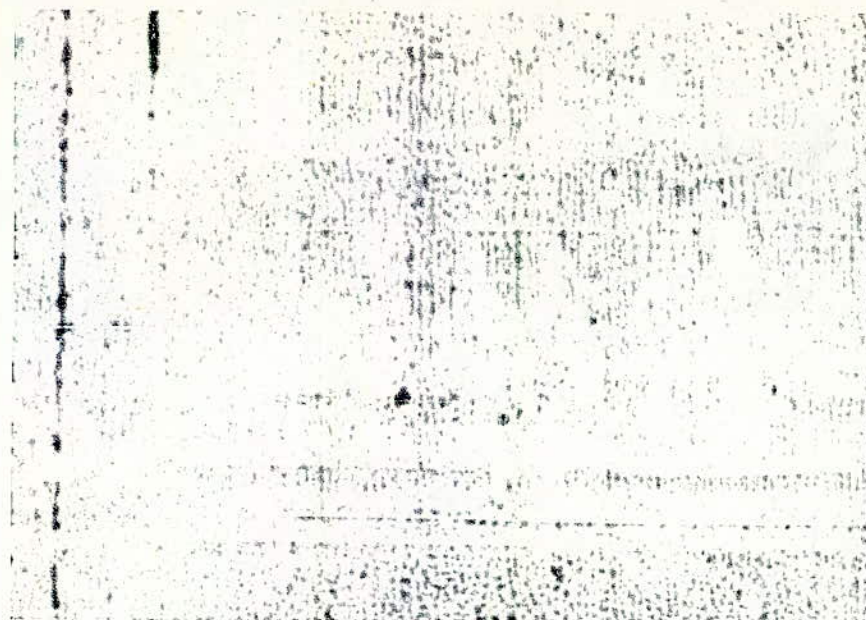


Fig. 7. Affichage d'une fonction temps temps sur le 2001 (en mode dilaté)

avant du 2001, la fonction à l'entrée (c.a.d. la fonction temporelle, le spectre instantané ou bien le spectre intégré), la fonction mémorisée (c.a.d. le contenu du spectre de référence gardé en mémoire (qui peut être ou non instantané ou bien intégré) ou bien la différence entre ces deux fonctions sera envoyée dans le mémoire d'affichage par le programmeur sous le contrôle du programme. Il sera également possible d'obtenir que la fonction à l'entrée et la fonction en mémoire soient affichées alternativement sur l'écran. Toutes les retises à jour de la mémoire d'affichage ont lieu pendant le retour du balayage horizontal de l'écran d'affichage sous contrôle d'interruption.

L'écran d'affichage est un écran à 400 lignes, chaque image prenant un écran entier. La figure 7 illustre comment celui-ci peut être utilisé pour visualiser une fonction temporelle. Dans ce cas, les 8 premières lignes sont utilisées pour afficher la position du niveau de déclenchement. Les deux lignes suivantes ne sont pas utilisées et 341 des 390 lignes restantes sont employées pour l'affichage d'un échantillon sur trois de la fonction temps (dans la mémoire où l'affichage a 400 lignes et que la fonction temps contient 1024 échantillons, il n'est pas possible d'afficher simultanément tous les échantillons). En outre, dans le mode dilaté, la totalité des 390 échantillons consécutifs de la fonction temps pourront être affichés. Les 390 échantillons affichés pourront être déplacés suivant l'axe des temps.

L'affichage d'un spectre de 400 canaux pourra se faire sur une gamme dynamique de 20 dB, de 40 dB ou de 20 dB. La ligne supérieure de l'affichage pourra correspondre à toutes les valeurs comprises entre +10 dB et -70 dB par rapport au niveau d'entrée pleine échelle, en pas de 10 dB. Cela permettra ou bien à tout le spectre d'être représenté ou bien à une fenêtre de celui-ci de 40 ou de 20 dB d'être dilaté de façon à remplir l'écran d'affichage tout entier. La différence entre la fonction d'entrée et la fonction gardée en mémoire est affichée autour d'une ligne 0 dB sous forme de valeurs de dB positives et négatives. À nouveau, on pourra choisir l'échelle de l'amplitude de 20 dB, de 40 dB ou de 20 dB avec un gain d'affichage de ± 40 dB ou positif 10 dB.

En même temps que l'affichage de la fonction temps, du spectre ou de la différence de spectres, le générateur de caractères formera des affichages alphanumériques sur l'écran d'affichage indiquant la position du niveau d'entrée pleine échelle, la fréquence pleine échelle, le délai déclenchement/acquisition et le nombre de spectres à intégrer (et, au cours d'une intégration linéaire, le nombre de spectres déjà intégrés) en permanence accompagnés d'une indication d'une éventuelle surcharge s'étant produite au cours de l'affichage des données. On obtient aussi la lecture de la ligne choisie par le sélecteur de ligne qui, dans le cas de l'affichage de la fonction temporelle, sera le temps et le numéro d'échantillon de l'échantillon sélectionné dans la

mémoire. Ce po, déterminée sous forme relative ou sous forme relative par rapport à un autre échantillon peut aussi être. Dans le cas de l'affichage du spectre ou de la différence de spectres, l'affichage sera le numéro du canal, la fréquence en Hz et le niveau efficace en dB du canal sélectionné. L'affichage en dB pourra être fait par rapport au niveau de référence choisi dans l'affichage de l'écran ou par rapport à un autre canal quelconque de spectre, ou de toute différence de spectres existants. (Noter que dans le mode dilaté, l'affichage de la fréquence est en Hz.)

Toute information affichée peut être extraite de sortie sur un enregistreur de niveau Type 2007 ou un enregistreur X-Y Type 2003 (Sortie enregistreur X-Y à l'aide de la carte optionnelle 2010204 qui remplace la sortie enregistreur de niveau). Les signaux en sortie correspondent toujours à l'information affichée.

Interface CEI

Toute entrée et sortie numériques ainsi que le transfert d'information programmée à distance se feront par l'intermédiaire de l'interface CEI de 2001 qui est construit conformément à la proposition CEI "Système d'interface pour appareils de mesure programmables, Bits parallèles/Mot série" TC 60. L'interface peut opérer avec ou sans contrôleur.

Lorsqu'il opère sans contrôleur, l'interface permet de réaliser la lecture et l'écriture de tout spectre (instantané, intégré ou bien différence de deux spectres) ainsi que la lecture et l'écriture des commandes de la face avant. Il est également possible de lire sous forme numérique une fonction temporelle. Acquisitions et extractions se font en code ASCII.

Lorsque l'interface opère sous l'influence d'un contrôleur, il est alors possible d'extraire ou d'acquérir n'importe quel bloc de données dans la mémoire principale. Cela permet d'élargir les possibilités de lecture citées ci-dessus de façon à inclure par exemple l'extraction d'une fonction temporelle, l'extraction du spectre instantané avec une échelle d'amplitude linéaire, l'accès aux affichages alphanumériques sur l'écran d'affichage etc. En outre, acquisition et extraction sont réalisées en code ASCII ou sous forme binaire.

Le 2031 est entièrement programmable par l'intermédiaire de l'interface CEI. Les positions de tous les boutons-poussoirs de la face avant peuvent être détectées ou commandées à distance.

Routines câblées

Le programme utilisé pour contrôler le fonctionnement du 2031 peut être divisé en trois parties, notamment le programme principal, la routine d'interruption analogique et les routines d'interruption de la sortie vers l'affichage. Le programme principal opère de façon continue avec de nouveaux échantillons placés au fur et à mesure dans la mémoire principale et les données sont transférées de la mémoire principale à la mémoire d'affichage sous contrôle d'interruption et deux autres routines.

Le temps utilisé par le programme principal qui contrôle les commandes de pondération, la transformation, le calcul du spectre de puissance et les routines d'intégration, est inférieur à 200 ms, y compris le temps perdu pour les interruptions. Grâce au fait que le fonctionnement du 2031 utilise des interrupteurs, c.a.d. que l'acquisition et la transformation se font en parallèle, on peut obtenir un fonctionnement en temps réel sur toutes les gammes de fréquence jusqu'à 2 kHz.

Les routines d'intégration utilisent trois différents algorithmes. Le premier d'entre eux, utilisé dans l'intégration linéaire, est le suivant:

$$Y_n = \frac{(n-1)Y_{n-1} + X_n}{n} \quad \text{avec } 1 \leq n \leq N$$

Y_n est l'intégration en cours, Y_{n-1} l'intégration précédente, X_n la valeur instantanée en cours et N le nombre de spectres à intégrer. Cet algorithme permettra toujours d'obtenir l'affichage d'une intégration arithmétique vraie de X_1 à X_n quelle que soit la valeur de n . Y_n converge vers Y_N lorsque n tend vers N , et lorsque $n = N$, l'intégration s'arrête et le résultat est conservé. L'intégrateur doit être remis à zéro et une nouvelle intégration pourra commencer. Il est également possible d'obtenir que la nouvelle intégration soit additionnée à Y_N . Dans la mesure où l'intégrateur fonctionne sur une base énergétique, cela permettra à un certain nombre d'intégrations être additionnées, les amplitudes du spectre finalement formé

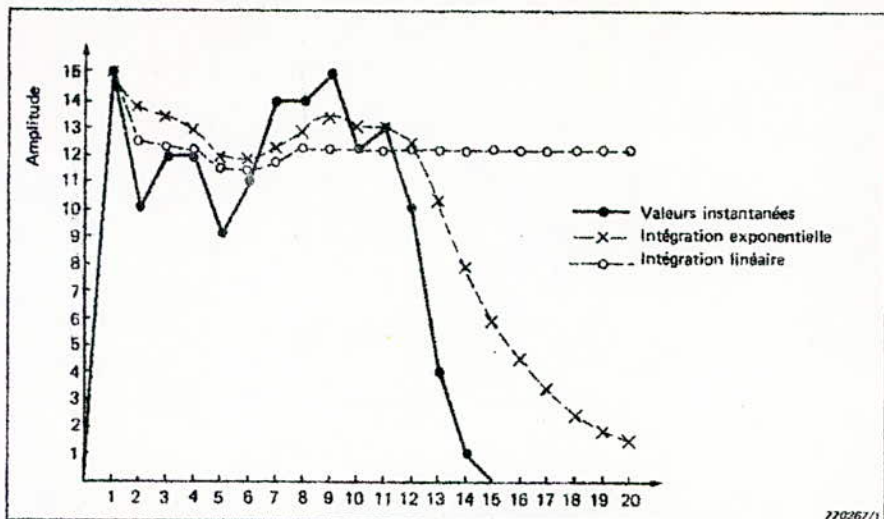


Fig. 8. Comparaison d'une intégration exponentielle et linéaire

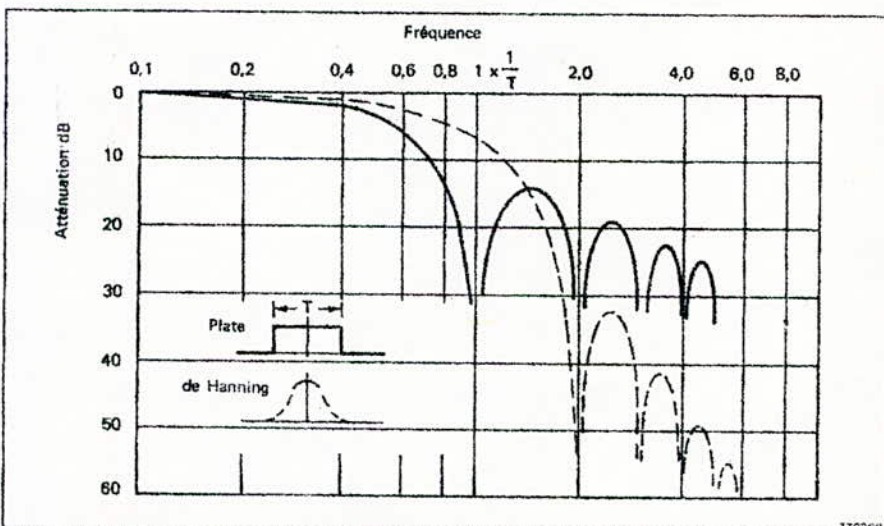


Fig. 9. Comparaison des fonctions de pondération plate et de Hanning

étant corrigées pour le nombre d'additions.

L'algorithme d'intégration exponentielle est identique à l'algorithme d'intégration linéaire avec cette différence près que n est remplacé par $N/2$, c.a.d.:

$$Y_n = \frac{(N/2 - 1)Y_{n-1} + X_n}{N/2}$$

Cela permet d'obtenir une intégration pondérée exponentiellement c.a.d. que la donnée la plus récente a la plus grande influence sur le résultat. En outre, l'intégration se poursuit pour $n \geq N/2$ de façon à produire une intégration en mode libre. Noter qu'il est possible d'introduire des pauses au cours de la progression des deux types d'intégration (linéaire et exponentielle) permettant, par exemple, une modification de la source du signal.

L'intégration linéaire et l'intégration exponentielle des mêmes points de données et avec N fixé à

8 sont comparées sur la figure 8. A $n = 8$, après un temps d'intégration, les deux procédés fournissent un résultat ayant la même précision statistique mais pas nécessairement la même valeur numérique. Cependant, l'intégration linéaire s'arrête à $n = 8$, tandis que l'intégration exponentielle continue.

Le troisième algorithme d'intégration fournit le mode de retenue du maximum du 2031. Dans ce cas, le niveau maximum apparaissant dans chaque canal est retenu et un spectre est formé à partir de ces maxima.

La routine d'interruption d'entrée analogique contrôle l'entrée des données en réglant les conditions de déclenchement et le délai déclenchement/acquisition conformément aux commandes de la face avant. Le délai déclenchement/acquisition est utilisé dans le mode de déclenchement du 2031 pour permettre de faire varier l'enregistrement de-

is immédiatement avant le déclen-
ement jusqu'à la fin de 9,9 fois
longueur de l'enregistrement, en
s de 0,1 longueur d'enregistre-
ent.

Les enregistrements réalisés par
2031 aussi bien en mode libre
en mode déclenché peuvent être
omis à une pondération plate ou
Hanning. Dans la mesure où la
solution β est définie comme
ant un quatre-centième de la
me de l'analyse, la largeur de
nde à 3dB utilisant la pondéra-
n plate est $0,88\beta$, tandis que la
ndération de Hanning donnera
 44β . L'apparition de lobes laté-
ux, cependant, signifie normale-
ent que la pondération plate pro-
re la plus mauvaise sélectivité
s deux; c'est pourquoi, la pondéra-
n de Hanning est habituellement
ilisée avec des signaux continus.
ur l'analyse de transitoires, mal-
é tout, pour laquelle la pondéra-
n de Hanning risquerait de modi-
er les données recueillies, on pré-
rera généralement la pondération
ate. La figure 9 compare les pon-

dérations plate et de Hanning dans
le domaine de fréquence.

Bien que dite nominalement com-
mencer à 0Hz, la fréquence cen-

trale de la première bande de l'ana-
lyse est en fait β Hz. La gamme de
fréquence de l'analyse est alors
 β Hz à 400β Hz.

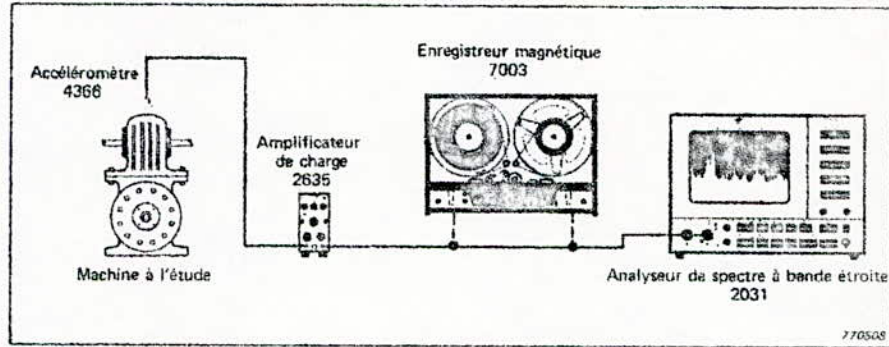


Fig.10. Utilisation du 2031 dans la maintenance préventive

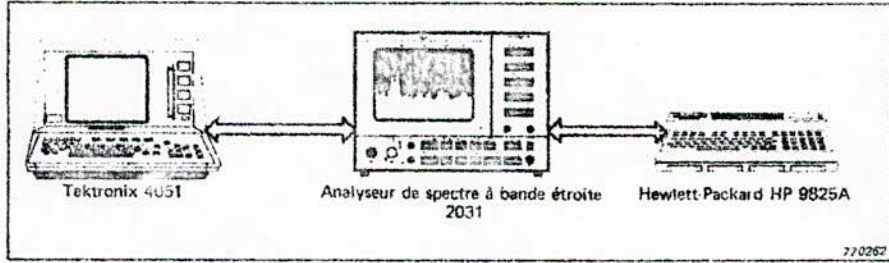


Fig.11. Utilisation du 2031 avec une calculatrice de table

Exemples d'utilisations

Maintenance préventive

Le spectre de vibrations d'une
èce de machine a longtemps été
connu comme étant un moyen de
évision d'une éventuelle défail-
nce de cette pièce. Le 2031 four-
t une méthode rapide et efficace
ur obtenir le spectre de vibra-
ns. L'accéléromètre Type 4306
t fixé sur la pièce de la machine

que l'on souhaite étudier et le si-
gnal d'accélération produit est en-
voyé sur l'amplificateur de charge
Type 2635. Le 2635 fournit une
sortie conditionnée en terme d'accé-
lération, de vitesse ou de déplace-
ment qui est analysée à l'aide du
2031. Que la machine doive conti-
ner à fonctionner ou bien doive
être arrêtée pour réparation, cela

pourra être décidé en comparant les
résultats obtenus avec des limites
permises connues.

Pour la maintenance préventive
en ligne, un court échantillon du si-
gnal de vibrations devra être enre-
gistré, par exemple sur un enregis-
treur magnétique Type 7003 et il
pourra ensuite servir à une analyse
en laboratoire. Lorsque le 2031 est
relié à une calculatrice de table com-
patible CEI ou IEEE, les résultats ob-
tenus pourront être comparés à une
bibliothèque de spectres de référé-
nce emmagasinés sur une cas-
sette. Lorsque les résultats indi-
quent que des mesures supplémen-
taires sont nécessaires, le 2031,
avec ou sans calculatrice, pourra
être utilisé sur le site de mesures.

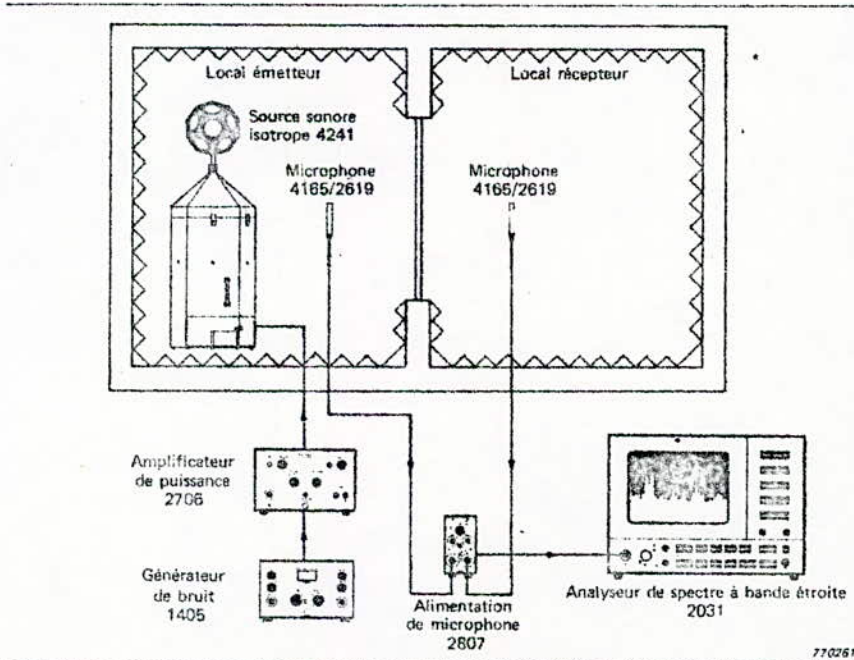


Fig.12. Utilisation du 2031 pour les mesures de transmissibilité

Branchement aux calculatrices de table

Grâce au fait que le 2031 est
équipé d'un interface CEI, il pourra
être connecté dans un système à in-
terface omnibus CEI. De plus, dans
la mesure où la seule différence si-
gnificative entre cet interface et un
interface conforme à la norme IEEE
488-1975 est le type de connec-
teur utilisé, l'utilisation du câble cor-
rect permettra de réaliser la

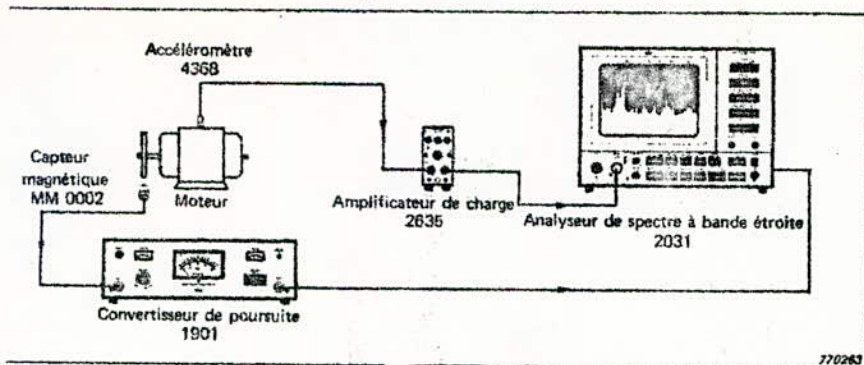


Fig. 13. Utilisation du 2031 pour l'analyse d'ordre

connexion à un système interface IEEE.

Ce qui est particulièrement intéressant ici, c'est le branchement du 2031 à une calculatrice de table compatible CEI ou IEEE. La calculatrice pourra être utilisée pour opérer à partir des données fournies par le 2031 ou pour commander entièrement à distance le 2031 à l'aide de séquences de test automatiques. Les données pourront également être rappelées de la calculatrice au 2031 pour permettre de les sauvegarder et de les comparer avec de nouvelles données. En outre, le 2031 pourra faire partie d'un système d'essai plus étendu dans lequel il pourra être appelé sur demande par l'intermédiaire de son interface CEI pour la réalisation d'essais et de mesures.

Brüel & Kjaer suggère le Kronix 4051 et le Hewlett-Packard HP 9825A pour l'utilisation avec le 2031 ou d'autres instruments B & K équipés d'un interface II. La dimension de la mémoire recommandée pour le 4051 est de 16 K. La dimension de la mémoire minimum recommandée pour le 9825A est de 15 K (Option mémoire 001). Le 9825A devra également être équipé des options Hewlett-Packard 98034A, 98210A et 98213A.

Estimations de fonctions de transfert et de transmissibilités

Le mode différence de spectre du 2031 peut être utilisé pour mesurer l'ampleur d'une transmissibilité ou d'une fonction de transfert à condition que le processus étudié soit suffisamment stationnaire. La figure 12 indique comment celui-ci pourra être utilisé pour mesurer la transmissibilité d'un mur ou d'une cloison. Le local émetteur est excité à l'aide d'un bruit blanc. Le spectre dans le local émetteur est obtenu à l'aide d'un microphone et du 2031 et il est rangé dans la mémoire de référence. Le 2031 est alors commuté sur le microphone du local récepteur. En commutant le 2031 sur son mode différence on pourra visualiser la différence en dB entre le spectre du local émetteur et celui du local récepteur, c.a.d., après correction pour les constantes du local, la transmissibilité du mur.

Analyse d'ordre

La figure 13 illustre la façon d'utiliser le 2031 pour l'analyse d'ordre. Ici, le convertisseur de poursuite Type 1901 est utilisé comme source d'échantillonnage externe pour le 2031. Le 1901 reçoit un signal relié à la fréquence fondamentale du moteur sous la forme d'impulsions fournies par le transducteur magnétique MM 0002. Il fait ressortir alors un module de cette

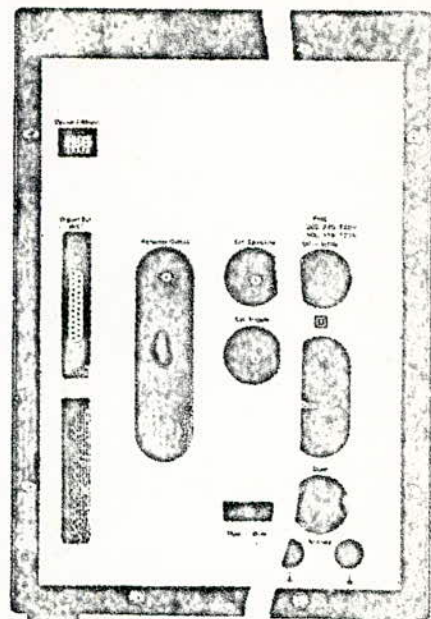


Fig. 14. Prises du panneau arrière du 2031

fréquence sélectionné sur le 1901 qui devient une fréquence d'échantillonnage externe pour le 2031. Ce dernier analyse le signal provenant de l'accéléromètre et du préamplificateur dans une gamme s'étendant de 0 Hz à 1/2,56 de la fréquence fournie par le 1901. Dans une analyse normale, avec commande d'échantillonnage interne, si la vitesse du moteur varie, les composantes du signal analysé reliées à la vitesse du moteur changeront de position sur l'écran de visualisation du 2031. Cependant, l'utilisation du 1901 garantit que la fréquence la plus haute analysée soit reliée à la vitesse du moteur. C'est ainsi que si la vitesse du moteur change, la gamme d'analyse changera également garantissant que les composantes reliées à la vitesse se maintiendront dans les mêmes canaux sur l'écran. Cela permettra d'étudier les relations entre les amplitudes des différentes composantes reliées à la vitesse du moteur ou "ordres" ou bien la vitesse du moteur elle-même.

Spécifications du 2031

Caractéristiques d'entrée:

Entrée: "Entrée directe" ou bien "Entrée préamplificateur" standard B & K à 7 broches

Impédance d'entrée: Directe, 1 MΩ//100 pF

Tension d'entrée maximale:

Le 2031 est un instrument conforme à la classe de sécurité II (CEI 348). Pour un fonctionnement sûr en accord avec CEI 348, la tension du signal ou de la masse signal par rapport à la terre ne devra pas dépasser 42 V eff (sinus). Pour un fonctionnement sûr à des tensions supérieures, max. 250 V eff (sinus), conformé

ment à CEI 348, le courant d'entrée devra être limité à 0,7 mA crête

Sensibilité:

11 gammes de sensibilité pleine échelle (limites de surcharge du convertisseur A/N), pas de 10 dB, de 66 dB réf. 1 μV à 166 dB réf. 1 μV eff. sinus

Tension d'entrée: 1 μV à 100 V plus 6 dB de facteur de sécurité

Atténuateur d'entrée: 0 à 100 dB en pas de 10 dB avec une précision de ±0,1 dB

Commande de gain: 0 à 10 dB

Réglage de sensibilité (Direct): +4,7 dB à -10 dB

Réglage de sensibilité (Préampli):

+4,7 dB à -10 dB

Référence d'amplitude: 100 dB réf. 1 μV, fréquence 64% de la fréquence pleine échelle choisie

Filtres antirepliement: 11 filtres automatiquement commutés avec la gamme de fréquence. ±0,2 dB d'ondulation maximum dans la bande passante, 113 dB/octave de pente sur les flancs. Atténue d'au moins 70 dB toute composante du signal d'entrée ayant une fréquence supérieure à 1,56 fois la fréquence pleine échelle. Les filtres peuvent être mis hors-circuit si nécessaire

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- 1 - **AUVRAY**, J.F. : "Electronique des signaux échantillonné et numériques", Paris Dunod, 1981.
- 2 - **BELL-TEL** : "Transmission systems for communication" 4e édition 1970- Bell-tell, labo. North Carolina.
- 3 - **BESCHETNOVA**, L.V. : "Amplificateur à rendement élevé" J.Télévision et cinéma (T.V.C.) 6, 40 - 43, Moscou, 1976.
- 4 - **BILDSTEIN**, P. : "Filtres actifs" Paris, Radio, 1977.
- 5 - **BLESSER**, D.A ; **KENT** A.R I.E.E.E Transaction Vol 16,, 1, 1968.
- 6 - **BLOKHIN**, A.V. : "Analyse des signaux aléatoires" Moscou, Énergie, 1976.
- 7 - **BRUEL ET KJAER** : "Manuel d'utilisation de l'analyseur de spectre FFT 2031" - Danemark.
- 8 - **BRUEL et KJAER**, : Manuel d'utilisation de l'enregistreur graphique 2307" - Danemark.
- 9 - Communication de l'Institut Polytechnique de Kiev (URSS) série électro-acoustique et radio (EAR), 6, 76-90; 1969.
- 10 - Communication de l'Institut Polytechnique de Kiev série EAR, 19, 111-232, 1972.
- 11 - DATA BOOK Motorola (Extrait) 1980
- 12 DATA BOOK Texas Instruments 1978
- 13 - **DREIZIERI**, I.C. : " Electroacoustics et radio. Moscou 1961
- 14 - **FELDTKELLER**, R. et **ZWICKER**, E. : " Das ohr als nachrichtempfaug", Stuttgart S.H.VERLAG, 1967.
- 15 - **FLANAGAN**, J.L : "Speech analysis synthesis and perception", New york, S. Verlag, 1965.
- 16- **FURDUEV**, V.V : " Electroacoustics", Moscou, 1948.
- 17- **FURDUEV**, V.V : " Electroacoustics et Radiodiffusion, Moscou, 1961.
- 18- **FURDUEV**, V.V : " La stéréophonie et les systèmes multiplexes" Moscou, Énergie, 1973.
- 19- **GORDON**, H.G : " Etude des caractéristiques dynamiques des compresseurs " J. TVC, 1, 10-13, 1975.
- 20- **GUBARTUK**, V.N : " Principes et Méthodes de régulation du gain", Moscou, Énergie, 1974.
- 21- **GUENZEL**, G.C : " Electroacoustics", Moscou, Telecon, 1967.

- 22 - GUERANIN, V.A : "Analyse des dépassements des processus aléatoires" - J. Acoustique et ultrason, Kiev, 8, 74-84, 1973.
- 23 - Halloux, P. : " Des amplificateurs à compression de dynamique pour sourds et malentendants, Revue Electronique Appli, Paris, 28, 5 - 10, 1981.
- 24 - HURE, F. : "Traité expérimental de la logique digitale", Paris.
- 25 - I.E.C Recommendation TK 29 P 28V, 1968 dans J.TVC, 9, 11, 13, 1976.
- 26 - Kricilev, U.D : " Régulation automatique de gain", Moscou, SR, 1972.
- 27 - Kuchko, V.I : "Méthodes de traitement des résultats expérimentaux, Moscou, SR, 1976.
- 28 - LEVINE, B.R : " Fondement théoriques de la radiotechnique Statistique en 3 Tomes, Moscou, Mir, 1974, 1976, 1977.
- 29 - Lionard, J.S: " Les processus de la communication parlée", Paris, Moscou, 1977.
- 30 - LILEN, H : " Principes et application des circuits intégrés linéaires" Paris, Radio, 1976.
- 31 - ORLOV, U.H : " Filtre dynamique réducteur de bruit", J.TVC, 10, 13,-16, 1971.
- 32 - RANDALL, R.B. : " Fréquence analysis" Bruel et Kjaer hand book, Danemark, 1979.
- 33 - RANDALL, R.B. et Upton, R. : "Digital filters and FFT technique, Appli. Note Bruel et Kjaer, 1, 1978.
- 34 - ROMANENKO, A.F. : " Pratique de l'Analyse des processus aléatoires", Moscou. Énergie, 1968.
- 35 - ROUBINE, E: "Introduction à la théorie de la communication" tome II, Paris, Masson ; 1970.
- 36 - SANDERS, F : "Acoustique Musicale, sons et musique", S.VERLOG, 1969.
- 37 - THRANE, N : "The DFT and FFT analysers", Appl.Note Bruel et Kjaer, 1, 1979.
- 38 - THRANE, N : " Zoom FFT, Appl. Note, B et K, 1980.
- 39 - TIKHONOV, V.I : " Les dépassements des processus aléatoires" Moscou, 1978.
- 40 - TIKHONOV, V.I : " Les processus de Markov", Moscou, 1977.
- 41 - TIKHONOV, V.I: " Radiotechnique statistique", Moscou, SR, 1966.
- 42 - CHUDNOVSKI, I.U : " Contrôle des niveaux sonores dans les salles ", J.TVC MOSCOU 1,32-38, 1972.
- 43 - USKOV, I.E : " Mesure des niveaux dynamique d'un signal sonore " J.TVC, 7,44-49, 1972
- 44 - VOLLERNER, H.F: " Analyse spectrale des signaux", MOSCOU,SR,1977.
- 45 - VENTZEL, ES : " Théorie des probabilités", MOSCOU,1964
- 46 - ZAVERI, M.P et HASSAL, J.R : " Acoustic noise measurements, DANEMARK, BRUEL et KAJIER, 1979.