

3/78

net

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ
FILIERE D'INGÉNIEUR EN ÉLECTRONIQUE



Projet de Fin d'Études

RÉDUCTEURS DE BRUITS

et

réalisation d'une chaîne de compression

Proposé par :

Mr. Philippe SINTES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكتبة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

Etudié par :

BENGHALIA Abdelmadjid
BOUKABACHE Ali

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

- A MES PARENTS

- A MON ONCLE A.B.

BOUKABACHE Ali

A handwritten signature in dark ink, appearing to be 'Ali' with a stylized flourish above it.

-- NOUS REMERCIONS Mr PHILIPPE SINTES POUR LES CONSEILS
JUDICIEUX QU'IL N'A CESSÉ, DURANT NOTRE TRAVAIL , DE
NOUS PRODIGUER , ET L'AIDE PRÉCIEUSE QU'IL A APPORTÉE
A LA FINITION DE LA RÉALISATION .

-- NOS REMERCIEMENTS VONT ÉGALEMENT A TOUS LES PROFESSEURS
QUI ONT CONTRIBUÉS A NOTRE FORMATION .

-- QUE Mr AHMED B. TROUVE ICI L'EXPRESSION DE NOTRE GRA-
TITUDE POUR SON AIDE A LA FRAPPE DU MANUSCRIT. .

TABLE DES MATIERES

	Page
Avant-propos	I
Première partie : Bruits et origines	
I- Les bruits et leur classification	2
1) Définition	
2) Classification	
II- Le bruit dans les enregistrements magnétiques... 3	
1) Bruits dûs à l'aimantation de la bande	
2) Bruits dûs aux inductions parasites	
3) Bruits de fond	
4) Bruits de modulation	
Deuxième partie : Principes et étude des des différents systèmes réducteurs de bruit	
I- Introduction	6
II- Traitement du signal	9
1) Réducteurs à fonction unique	
2) Réducteurs à fonctions complémentaires	
a) Compression	
b) Expansion	
III- " DOLBY "	13
1) Principes de fonctionnement	
2) Dolby A	
2.1 Principe	
3) Dolby B	
3.1 Principe	
3.2 Schéma du compresseur-expandeur	
IV- " D.N.L. "	26
1) Introduction	
2) Principe de fonctionnement	
3) Schéma réel	
V- " D.N.F. "	31
Principe de fonctionnement	

VI- " D.B.X. "	33
1) Principe	
2) Etude du D.B.X. 117	
2.1 Schéma synoptique	
2.2 Etude du schéma électronique	
3) Etude du D.B.X. 119	
Schéma synoptique	
4) Performances	
VII- Conclusion	42
VIII- Système à corrélation	45
1) Détection d'un signal périodique noyé dans le bruit	
1.1 Principe	
1.2 Augmentation du rapport $\frac{S}{B}$ par autocorrélation	
2) Détection d'un signal périodique de période connue noyé dans le bruit	
2.1 Principe	
2.2 Calcul de l'augmentation du rapport $\frac{S}{B}$ par intercorrélation	
3) Extraction d'un signal périodique noyé dans le bruit	
4) Schéma de principe d'un corrélateur	
principe de fonctionnement	
conclusion	
BIBLIOGRAPHIE	55

Troisième partie : ETUDE ET REALISATION D'UN
COMPRESSEUR

I- Schéma synoptique.....	56
II- Principe de fonctionnement.....	56
III- Ampli commandé en tension et fréquence.....	58
IV- Filtre passe-Bande.....	61
V- Circuit suivour de tension.....	65
VI- Circuit intégrateur.....	66
VII- Etage amplificateur.....	68
VIII- Mesures et courbes expérimentales.....	69
CONCLUSION GENERALE.....	73
BIBLIOGRAPHIE.....	74

AVANT-PROPOS
○○○○○○○○○○○○○○○○

LES EXIGENCES DE LA HAUTE FIDELITE A LA REPRODUCTION DES SONS ENREGISTRES SUR BANDE MAGNETIQUE DEVIENNENT DE PLUS EN PLUS GRANDES; ET, PARMIS LES PLUS IMPORTANTES, LA BANDE PASSANTE ET LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT TIENNENT UNE GRANDE PLACE. DANS CETTE ETUDE -ET REALISATION- NOUS NOUS SOMMES INTERESSES A L'AUGMENTATION DE S/B, CE QUI REVIENT -SI ON NE MODIFIE PAS LA DYNAMIQUE DU SIGNAL - A REDUIRE (OU ELIMINER) LE BRUIT.

CEPENDANT, IL FAUT REMARQUER QUE -DANS UN INTERVALLE DONNE- L'AMELIORATION DE CE RAPPORT N'EST PLUS QU'UNE NOTION SUBJECTIVE (A L'ECOUTE, BIEN-SUR), ET ELLE EST DEVENUE, AVEC LE TEMPS ET LA COMPETITION COMMERCIALE, PLUS UNE AFFAIRE DE PRESTIGE ET DE STANDING, QUE DE VALEUR INTRINSEQUE AJOUTEE A LA QUALITE DE REPRODUCTION D'UNE CHAINE.

+++++
+ PREMIERE PARTIE +
+++++

I LES BRUITS ET LEUR CLASSIFICATION

=====

I- Définition:

On appelle bruit toute perturbation altérant le signal électrique entre la sortie du microphone et l'entrée du haut-parleur. Dans les enregistrements magnétiques, il est dit de "fond", car il s'ajoute au signal utile.

II- Classification:

On classe les bruits en deux grandes catégories:

2.1- Bruits Ergodiques:

Ce sont des perturbations représentées par des processus ergodiques*. Leur valeur instantanée n'est pas connue mais leur moyenne peut être prévue. Parmi ces bruits, on peut citer:

2.1.1- Les bruits gaussiens:

Ce sont des bruits ergodiques dont la distribution de probabilité est normale (courbe de Gauss) à tout instant avec la même variance $\frac{2}{5}$. Ils sont aussi dits "bruits de fluctuation".

Si le bruit gaussien a une densité spectrale de puissance constante il est dit "bruit blanc"; mais si sa densité spectrale varie avec la fréquence il est dit "bruit coloré".

2.1.2- Les bruits non-gaussiens:

Ils ont une distribution de probabilité différente de la distribution normale.

Si la densité spectrale de puissance est constante, ces bruits sont dits "blancs"; mais si cette densité varie avec la fréquence, ils sont dits "colorés".

2.2- Bruits non-ergodiques:

Ce sont toutes les perturbations qui ne peuvent être caractérisées par des lois de probabilité.

2.2.1- Bruits non-ergodiques réguliers:

Ils peuvent être représentés par une fonction du temps périodique. Ex: bruit dû au secteur, oscillations parasites dans les amplis...

2.2.2- Les bruits non ergodiques irréguliers:

Ils ont lieu de manière imprévisible. Ex: décharges atmosphériques...

* Le principe ergodique stipule qu'il y a identité, pour une fonction stationnaire d'ordre 2, à un instant donné, entre une moyenne statistique et une moyenne temporelle.

LE BRUIT DANS LES ENREGISTREMENTS MAGNETIQUES

La présence d'un bruit superposé au signal utile nuit à l'interprétation de celui-ci; il faut donc qu'il soit le plus réduit possible, d'où l'importance que l'on attache à la notion de dynamique en enregistrement magnétique.

Les origines du bruit sont diverses:

1- Bruits dûs à l'aimantation de la bande:

On sait que le ruban de la bande (ou de la bobine) est formé d'un très grand nombre de particules magnétiques agglomérées par un liant et orientées dans toutes les directions (Fig 1).



Fig 1

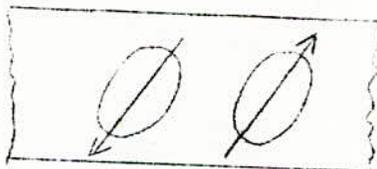


Fig 2

Le ruban n'ayant jamais été soumis à l'action d'un champ extérieur, les vecteurs de toutes les particules élémentaires sont orientés de façon à neutraliser réciproquement leur champ magnétique (Fig 2). Toutefois, cette compensation ne pouvant être parfaite dans tous les plans à la fois, l'aimantation n'est nulle qu'en moyenne et localement surtout à la surface du ruban. On peut donc trouver de très faibles aimantations réparties de manière irrégulière tout le long du ruban. Ce sont ces aimantations qui soumettent la tête de reproduction à un champ variable, faible, mais cependant suffisant pour créer un bruit (de fond) constaté sur les bandes vierges.

2- Bruits dûs aux inductions parasites:

Ces inductions proviennent de champs perturbateurs extérieurs ou de champs produits par l'appareil lui même. Elles sont également captées par la tête de lecture ou par les câbles de raccordement des têtes aux préamplis et amplis de lecture.

2.1- Champs magnétiques B.F.:

Ils sont produits par le secteur ou ses harmoniques (50, 100, 150Hz) transformateurs, électro-aimants. Ils engendrent des bruits graves.

2.2- Champs magnétiques H.F.:

Ils sont produits par les parasites de commutation, et le champ de polarisation de l'enregistreur.

3- Bruit de fond:

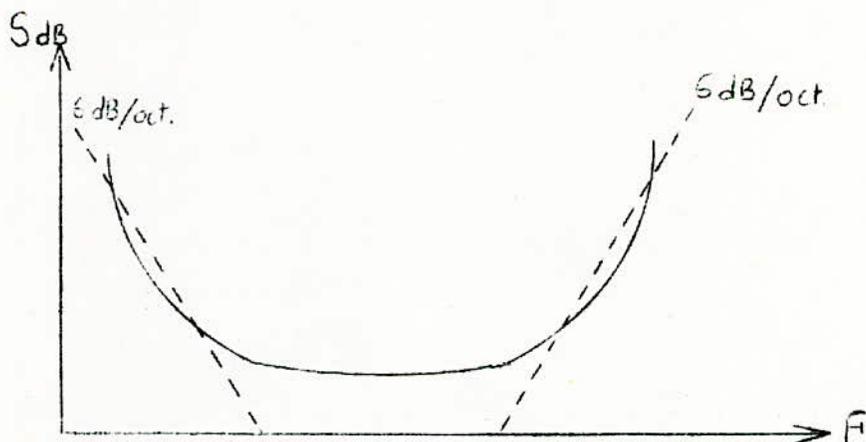
C'est un bruit blanc complexe constitué par une agitation thermique (ou bruit Johnson qui est dû au mouvement brownien des électrons) et par un bruit impulsif qui est mis en évidence par la résonance créée par les capacités parasites d'entrée et l'impédance élevée de la tête d'enregistrement aux alentours de la fréquence de coupure de la bande passante. Théoriquement, avec ce bruit, le rapport $\frac{S}{B}$ devrait s'améliorer de 3 db lorsqu'on double la vitesse de défilement car :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 10 \log\left(\frac{hnVS \Delta f_n}{hnVS \Delta f}\right) + Cte$$

- où : h est la largeur de piste
- n est l'épaisseur de couche
- V est la vitesse de défilement
- S est la largeur d'entrefer
- f est la bande passante

les lettres indicées signifient que l'on prend des valeurs nominales.

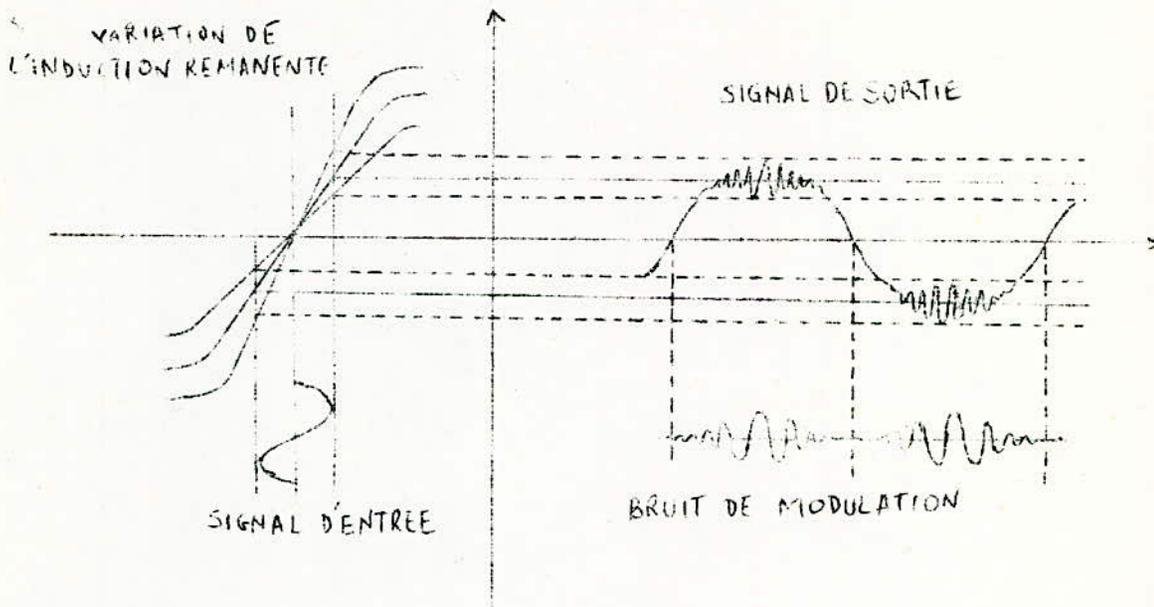
Cependant, il semble, au contraire, qu'elle se dégrade aux faibles et aux grandes vitesses. Ceci est dû au spectre de bruit dont l'allure est la suivante:



Cette courbe montre qu'en doublant la vitesse de défilement - ce qui a pour effet de doubler la bande passante - le niveau de bruit augmente de 6 db par octave

4- Bruits de modulation:

C'est aussi un bruit de fond, mais il est spécifique à l'enregistrement magnétique. Il est modulé par le signal utile et il est proportionnel à son niveau (Fig 4).



Ce bruit a pour origine l'hétérogénéité de la couche magnétique, et de ce fait, l'induction rémanente varie avec le nombre de particules.

++++
+ DEUXIEME PARTIE +
++++

I. INTRODUCTION

=====

Dans les enregistrements magnétiques Haute- Fidélité (HI-FI) le rapport $\frac{S}{B}$ est l'un des para-mètres les plus importants dans la détermination de la qualité de reproduction d'une chaine.

- $\frac{S}{B} > 60 \text{ db}$: bonne qualité.
- $60 \text{ db} > \frac{S}{B} > 50 \text{ db}$: qualité moyenne.
- $\frac{S}{B} < 40 \text{ db}$: mauvaise qualité.

Pour l'augmenter, et donc améliorer la qualité de reproduction des sons, il importe de jouer sur l'un des facteurs suivants:

1° - Sur le signal lui-même: car si l'on pouvait enregistrer des niveaux aussi élevés que possiblesur la bande, on pourrait masquer le bruit; mais, la saturation constituant l'une des propriétés fondamentales des substances ferromagnétiques, il est par conséquent impossible de dépasser un certain niveau sans créer une distorsion audible, surtout dans les crêtes de modulation.

2° - Sur le bruit, dont le spectre est très étendu vers les fréquences élevées, et par conséquent, on pourrait être tenté de le réduire en insérant un filtre à la restitution (lecture), mais la limitation de la bande passante ne peut que dégrader le message sonore.

3° - Sur l'écart entre leurs amplitudes relatives, ce qui offre la meilleure solution pratique(Fig1).

De ces considérations, il ressort que le niveau de magnétisation nominal est fixé par la distorsion que l'on accepte (par ex: 4% d'harmonique 3 à 500 Hz) compte tenu d'une courbe d'égalisation en fréquence normalisée (Fig 2).

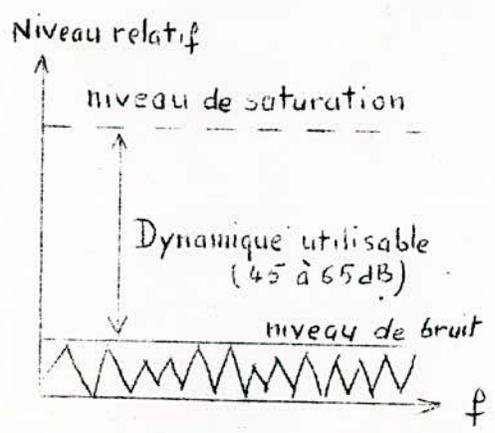


Fig 1.

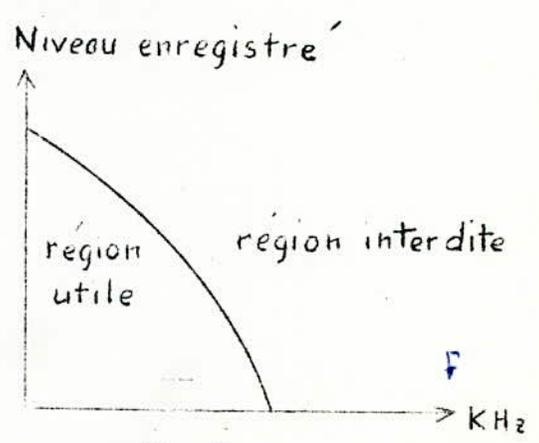


Fig 2

Cette courbe d'égalisation a pour but de limiter le niveau aux hautes fréquences, là où la saturation est la plus grande afin d'utiliser la bande magnétique au mieux de ses possibilités. Cette égalisation étant faite, il reste un bruit dont le spectre est à peu près blanc, c'est-à-dire constant en fréquence, et dont le niveau quadratique moyen est bien déterminé pour une bande magnétique donnée.

Le niveau nominal du signal et le niveau moyen du bruit étant ainsi établis, on en déduit le rapport $\frac{S}{B}$ du procédé, qui est une limite à la dynamique des enregistrements réalisables (Fig1). Les signaux les plus forts ne devant pas être distordus et les signaux les plus faibles ne devant pas être noyés dans le bruit, le rapport $\frac{S}{B}$ atteint par les matériels professionnels sur des bandes magnétiques de bonne qualité est de l'ordre de 60 à 70 db, ce qui laisse l'enregistrement magnétique loin derrière les amplis électronique qui atteignent, dans les cas les plus défavorables, des rapports $\frac{S}{B}$ de 70 à 80 db lorsque les niveaux d'entrée sont identiques.

En premier lieu, des efforts ont été faits pour améliorer le support de l'enregistrement, c'est-à-dire la bande magnétique, avant d'explorer des méthodes d'interventions extérieures sur le signal lui-même et le bruit.

A cet effet, plusieurs améliorations ont été apportées, parmi lesquelles on peut citer:

a- Augmentation de la largeur de piste, mais il est établi que le rapport $\frac{S}{B}$ n'est amélioré que comme la racine carrée de cette augmentation de la largeur: par ex, pour gagner 10db sur le rapport $\frac{S}{B}$, il faut décupler la largeur de piste; cependant l'apparition de la stéréophonie et de la tétraphonie, ainsi que la diminution du format de la bande sur les cassettes, ont le plus souvent conduit à une réduction de la largeur de piste. D'ailleurs, on tend de plus en plus à faire contenir le plus grand nombre possible de pistes dans un format déterminé. Il reste donc à considérer les moyens d'accéder à l'amélioration voulue, compte tenu d'une dimension de piste donnée.

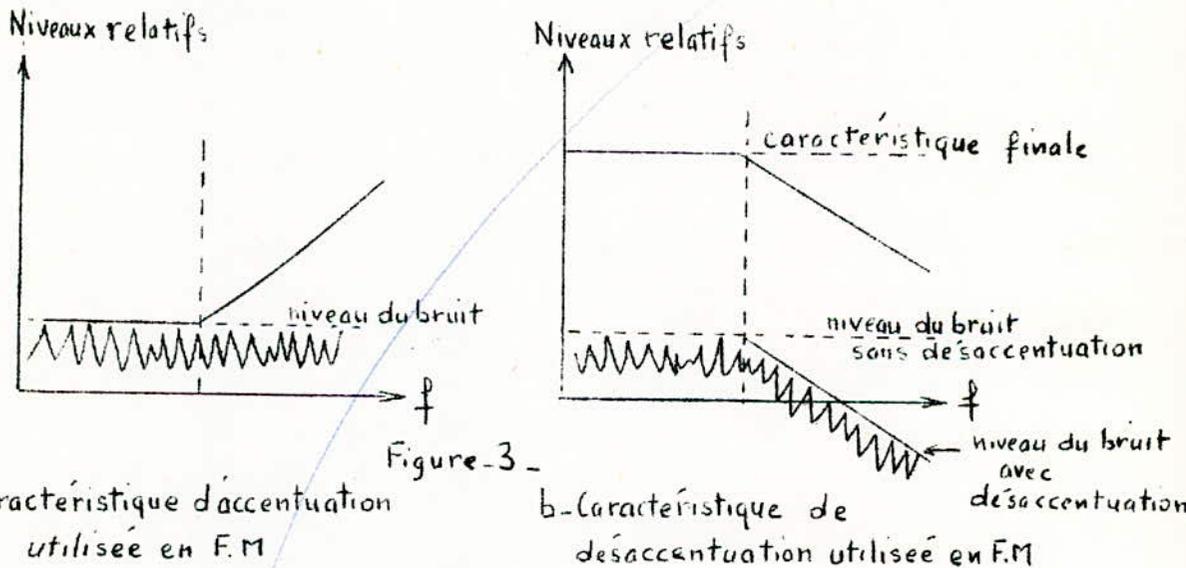
b- Amélioration du support d'information dans ses qualités intrinsèques, c'est-à-dire physiques, par rapport au signal normalisé qu'il contient. Pour la bande magnétique, il s'agira d'obtenir le niveau de

saturation par unité de largeur de piste, le plus élevé possible qui permettra de remonter le signal le plus loin possible au-dessus du niveau de bruit, sans dépasser un certain taux de distorsion (qui est fixé par des impératifs de qualité). C'est ainsi qu'apparaissent de nouveaux produits, à propriétés magnétiques plus intéressantes, tels que les bandes au bioxyde de chrome (CrO_2): l'amélioration apportée est alors de 3 à 6 db en $\frac{S}{B}$.

c-Traitement du signal de façon à lui donner des caractéristiques mieux adaptées au support, qu'il le traite de façon inverse après passage dans le milieu bruyant: c'est la préaccentuation-désaccentuation en modulation de fréquence

-> Accentuation du signal AF sur les émetteurs à FM, de façon à favoriser les fréquences élevées par rapport aux bruits parasites de modulation et de transmission (Fig 3a).

-> Désaccentuation à la réception, qui est l'opération inverse de l'accentuation (Fig 3b).



Cependant cette méthode ne s'applique que très peu pour la réduction de bruit dans les bandes magnétiques, car une préaccentuation importante suppose l'absence de saturation, ce qui, malheureusement, n'est pas le cas ici.

Il reste donc que le moyen le plus intéressant pour réduire le bruit, et donc augmenter le rapport $\frac{S}{B}$, est le traitement électronique du signal proprement dit, avant enregistrement.

TRAITEMENT DU SIGNAL

===== voir plan expérimental

Comme nous l'avons vu, le bruit provient essentiellement de la phase d'enregistrement; par conséquent le signal sera traité avant d'être enregistré sur bande, puis re-traité, pour retrouver sa dynamique initiale, avant de passer dans les circuits d'amplification, puis dans le haut-parleur.

Ce traitement dépend du type de réducteur qu'on emploie: réducteurs à fonctions complémentaires ou réducteurs à fonction unique.

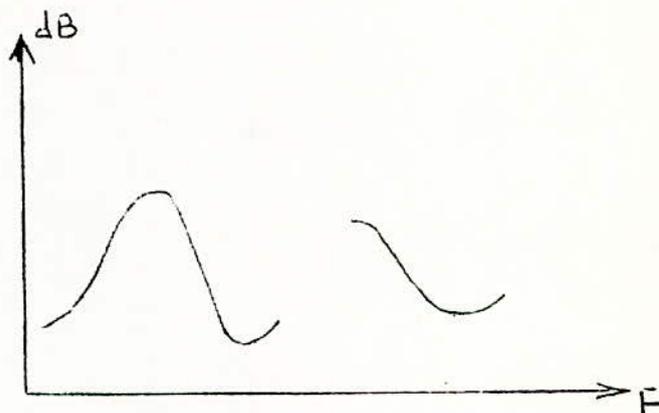
1° - Réducteurs à fonction unique:

On les appelle aussi réducteurs à filtrage dynamique. Ils agissent uniquement à la reproduction, et sont basés sur l'idée (erronée) que le signal et le bruit gênant occupent des domaines séparés. Le problème est ainsi ramené à définir la limite entre ces domaines, en se basant sur la fréquence, le niveau, ou les deux, et à concevoir un circuit pour supprimer les composantes situées du côté "bruit" de la limite ainsi fixée.

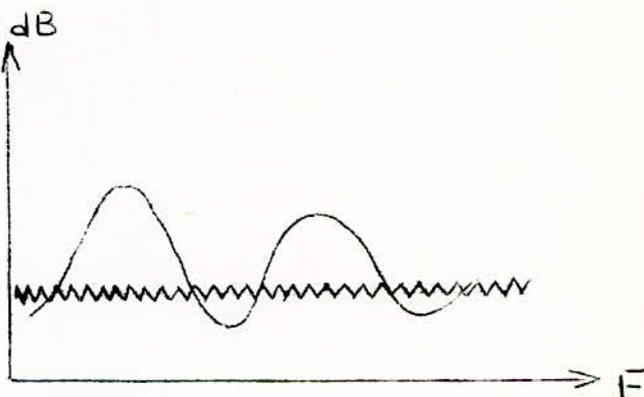
Une simple séparation en fréquence, comme on l'a déjà vu, est inacceptable car une quantité importante de bruit se situe dans une région où existent également de nombreux fondamentaux musicaux. Donc en supprimant ceux-ci, on supprime également ceux-là, d'où résulte une grave altération des sons reproduits. Cependant la situation s'améliore, si en plus de la notion de fréquence, on introduit celle de niveau: on agit, alors, uniquement sur les faibles signaux du domaine de fréquences concerné. En effet, on n'a pas besoin de traiter les signaux de fort niveau, puisqu'en vertu de l'effet de masque acoustique, ils couvrent le bruit du même domaine fréquentiel. L'action de ces réducteurs se fait par atténuation, sans distinction, des signaux faibles et du bruit (Fig 4). Ceci est un inconvénient, puisque le message musical est transmis de façon incomplète, mais, heureusement, les signaux utiles supprimés (ou atténués) sont uniquement des harmoniques de faible niveau. Il faut remarquer que la réduction, par ce moyen, a lieu quelle que soit l'origine de bruit, que celui-ci soit produit au cours de l'enregistrement, ou existe déjà au sein même du signal d'entrée. De même d'anciens enregistrements peuvent bénéficier de cette réduction, par simple adjonction du dispositif à l'appareil de reproduction.

FILTRAGE DYNAMIQUE

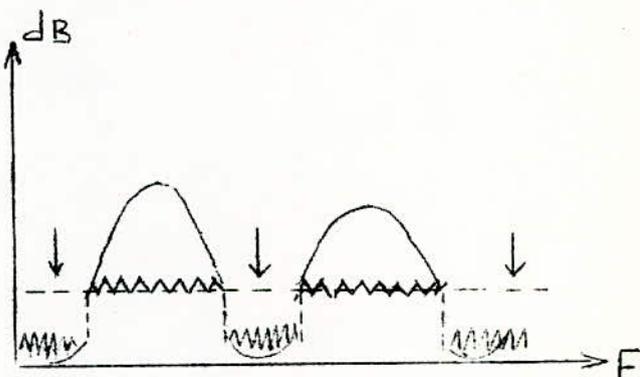
Enveloppe d'un signal avant enregistrement.



a.- Si on n'effectue aucun traitement, à la lecture les signaux les plus faibles sont noyés dans le bruit : leur interprétation est difficile.



b.- Si on fait un filtrage dynamique, les signaux faibles et le bruit sont affaiblis.



Résultat:

A l'audition, les signaux les forts masquent le bruit, alors les signaux faibles et le bruit sont diminués : il en découle une mauvaise interprétation du message musical.

2- Réducteurs à fonctions complémentaires: *Am*

Ce sont des dispositifs utilisant le principe de la compression du signal avant enregistrement et de l'expansion à la lecture.

a.-Compression:

Comme nous l'avons vu, le bruit provient essentiellement de la phase d'enregistrement. Il importe donc de traiter le signal avant qu'il ne soit enregistré; ce traitement se fait sur un signal relativement pur, provenant du microphone.

Pour cela on "remonte" les faibles signaux jusqu'à un niveau dépendant de la loi et du taux de compression utilisés. Par cette opération on rapproche les plus faibles niveaux des plus forts : c'est la compression (Fig 5).

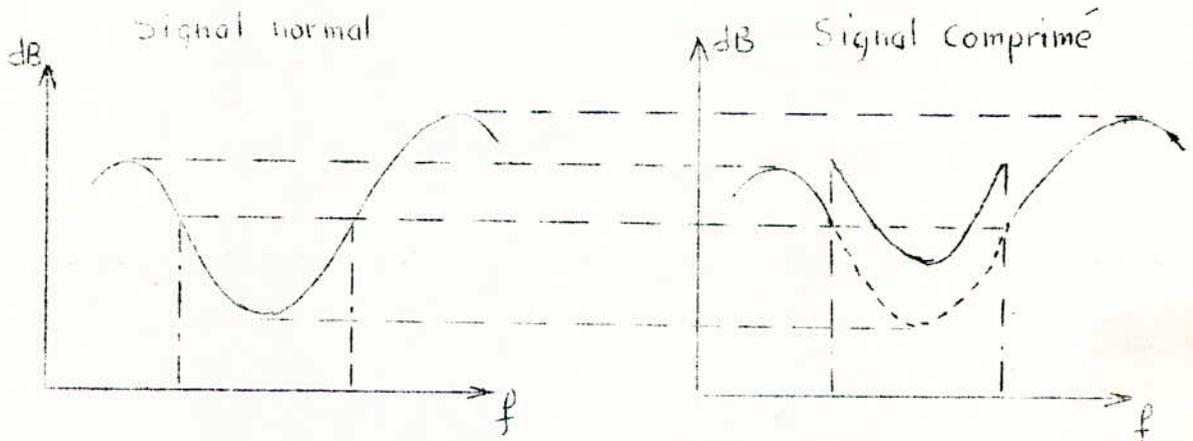


Fig 5

Le signal ainsi comprimé est alors enregistré sur bande magnétique. Il ne peut retrouver sa dynamique (et, par suite, sa signification) qu'après passage dans un circuit dont la fonction de transfert est l'inverse de celle du compresseur: c'est l'expandeur.

b.-Expansion:

A la sortie de la tête de lecture, le signal, précédemment comprimé, est maintenant accompagné d'un bruit (dont les différentes origines ont été citées au chapitre précédent) ayant une amplitude quasi-constante et un spectre blanc. Ce signal avant d'être amplifié puis branché sur haut-parleur, doit retrouver sa dynamique initiale. Pour cela on procède à une expansion, (qui est l'opération inverse de la compression):

elle consiste à faire retrouver aux faibles signaux les niveaux qu'ils occupaient avant d'être comprimés. Et, conséquence directe de cette expansion, on diminue, par la même occasion le niveau du bruit. Ce dernier est donc d'autant plus réduit que l'expansion (et par conséquent la compression) est plus grande.

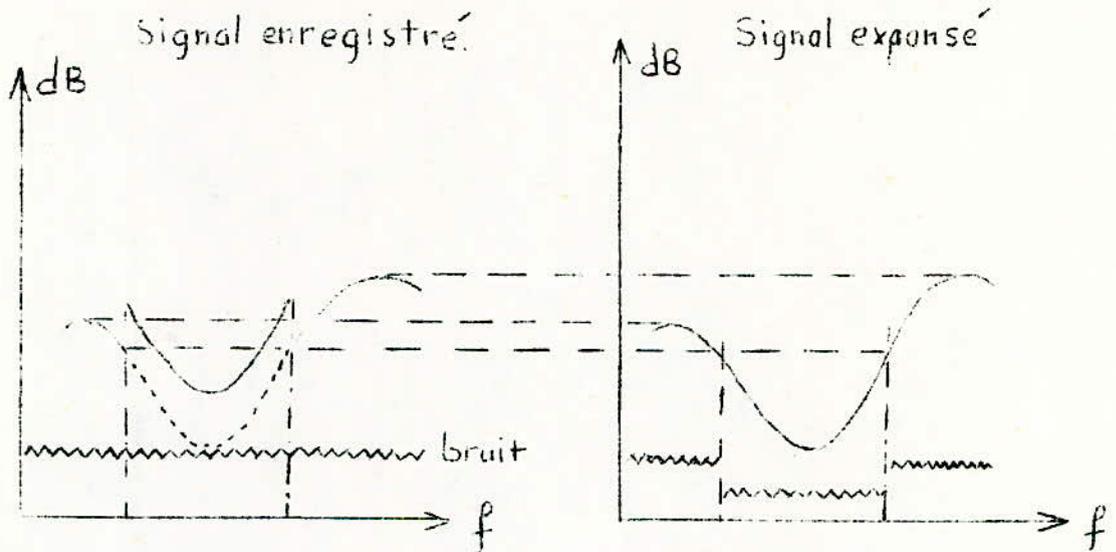


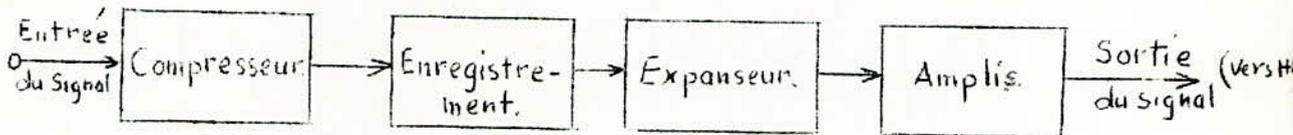
Fig 6

III. D O L B Y

=====

I- Principes de fonctionnement:

Le réducteur de bruit Dolby, du nom de son inventeur, est un procédé à fonctions complémentaires, utilisant le principe de la compression-expansion du signal.



Pour ce système, la loi de compression-expansion fait que seuls les faibles niveaux du signal sont traités, alors que les forts niveaux ne subissent aucune modification avant ou après enregistrement. Ceci est schématisé de la façon suivante:

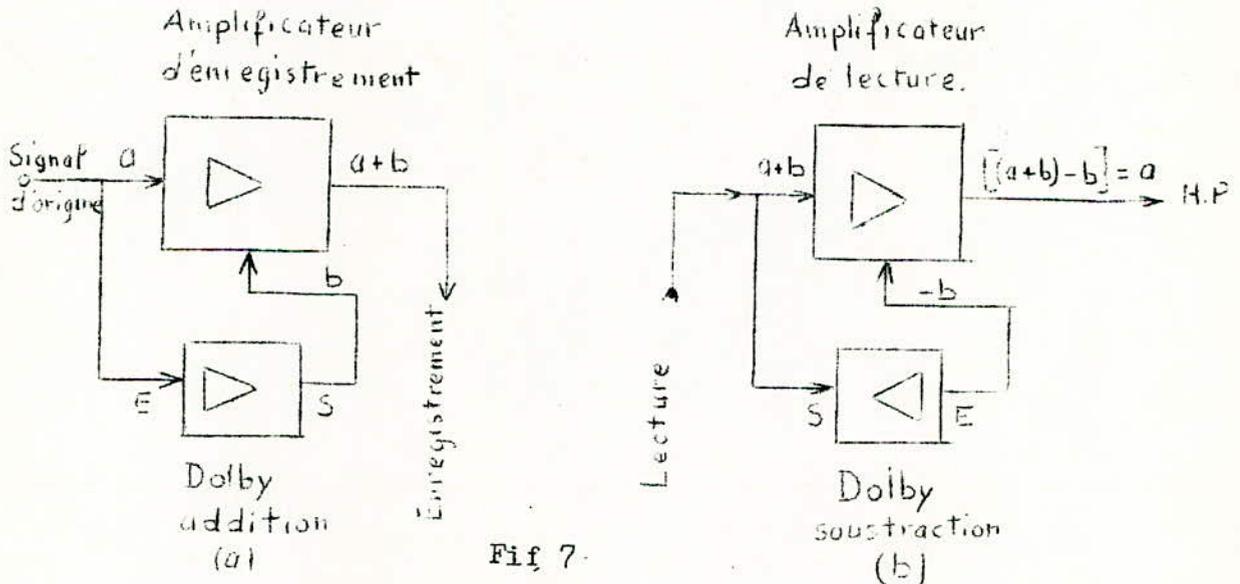


Fig 7.

Lors de l'enregistrement, une partie sur-amplifiée du signal est ajoutée au signal d'origine suivant le taux de compression choisi. Le signal à enregistrer est réparti en deux voies: la voie principale ne modifie pas les niveaux forts, alors que la voie auxiliaire sélectionne les composantes de faibles amplitudes et de fréquences élevées (approximativement à partir de 1 KHz). Puis les deux voies sont recombinaées par addition pour donner le signal à enregistrer.

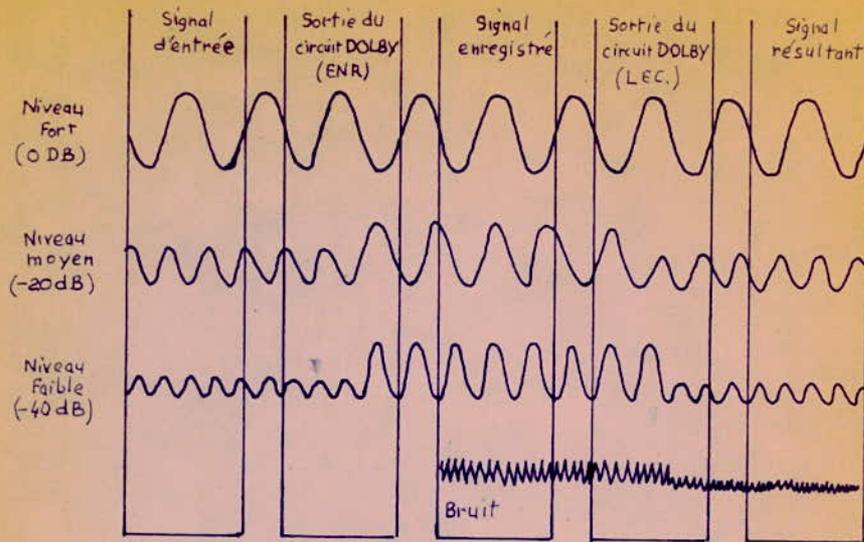


Fig. 8-①. Le signal à enregistrer traverse d'abord le circuit DOLBY, celui-ci agit sur les fréquences élevées, en fonction de leur amplitude : - les signaux forts traversent sans modification - les signaux moyens sont modérément amplifiés - les signaux faibles sont très amplifiés.

② Le signal sortant du circuit DOLBY est enregistré sur bande. C'est à ce moment qu'apparaît le bruit. On peut voir sur le graphique l'action du "DOLBY" sur les signaux moyens et faibles qui sont bien au-dessus du niveau de bruit.

③ A la lecture, le signal traverse à nouveau le circuit DOLBY qui est la réplique exacte du circuit utilisé à l'enregistrement. Les signaux renforcés précédemment sont diminués strictement de la même quantité.

Le bruit qui est apparu entre l'enregistrement et la lecture est automatiquement diminué d'environ 90%. Compte tenu de la complémentarité des transformations du signal, on retrouve l'original.

A la reproduction (Fig 7b), un expandeur permet de soustraire la sur-amplification ajoutée à la compression et on retrouve, à l'entrée de l'amplificateur du magnétophone, le signal d'origine. La réduction de bruit se fait de la façon indiquée à la figure 8.

Il résulte de ces opérations une nette amélioration du rapport $\frac{S}{B}$; qui dépend du type de Dolby: A ou B.

II- DOLBY A:

C'est la version la plus élaborée du procédé: il opère sélectivement sur quatre canaux de fréquences, qui sont choisis de manière à mettre à profit l'effet de masque:

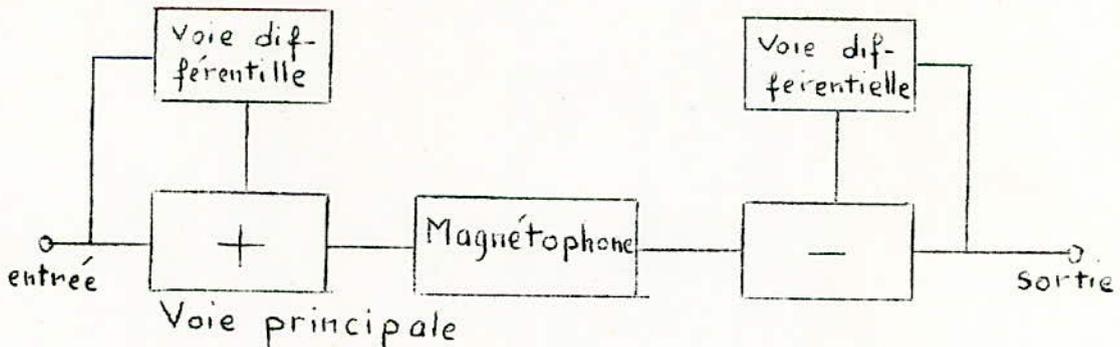
Canal 1 : 0 - 80 Hz

Canal 2 : 80 Hz - 3 KHz

Canal 3 : 3 KHz - 20 KHz

Canal 4 : 9 KHz - 20 KHz

La structure de base du Dolby est la suivante:



Le signal complet passe par la voie principale, qui est purement amplificatrice, tandis que les petits signaux sont sélectionnés et traités dans une voie différentielle, avant d'être combinés avec ceux de la voie principale.

La voie différentielle comporte quatre branches en parallèle , chacune d'elles comportant un filtre correspondant à l'une des bandes de fréquences définies plus haut, un amplificateur non linéaire (compresseur), et un limiteur de niveau (Fig 9). Les quatre canaux d'aiguillage et de traitement des signaux étant identiques dans leur conception, le schéma électronique est donné pour un seul canal dans l'étude du Dolby B au paragraphe suivant.

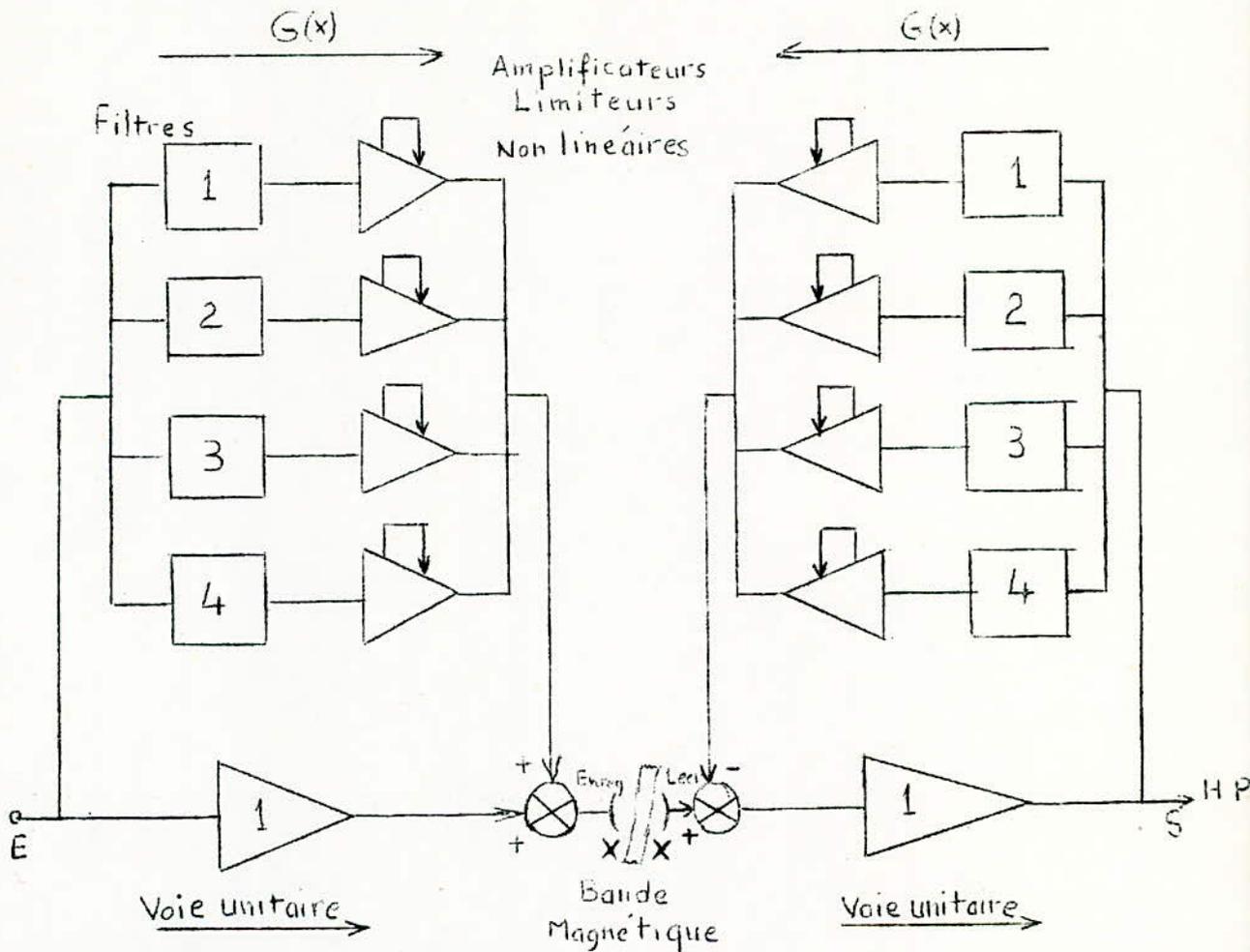


FIGURE 9 :-

Processus de compression-expansion dans la DOLBY A:

- A l'enregistrement, la fonction de transfert est :

$$\frac{X}{E} = 1 + G(x)$$

- A la lecture, la fonction de transfert est:

$$\frac{S}{X} = \frac{1}{1 + G(x)}$$

- La fonction de transfert globale est donc :

$$\frac{S}{E} = \frac{S}{X} \cdot \frac{X}{E} = 1$$

Le compresseur, qui est un amplificateur non-linéaire (dont les gains sont commandés par une détection de niveau du signal), permet d'amplifier les faibles modulations dans une bande de fréquences, les limites étant imposées par le filtre correspondant, alors que le limiteur évite une trop grande augmentation du niveau de sortie lors d'une transition signal faible-signal fort.

Les signaux de bas niveau sont donc relevés par rapport au niveau maximal : il y a compression de la dynamique, dont le taux dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal de sortie. Ce processus est effectué indépendamment sur les quatre canaux,

A la restitution, le signal subit une expansion exactement symétrique, ce qui procure un gain global au Dolby presque rigoureusement unitaire. Ceci signifie que, malgré le traitement effectué, la dynamique du message musical est restituée pratiquement égale à elle-même à l'entrée du système d'amplification du magnétophone, mais avec une diminution importante de bruit: le gain obtenu est de l'ordre de 8 à 12 db.

Toutefois le défaut majeur de ce système est l'incompatibilité de la bande dolbylisée avec des lecteurs non équipés en conséquence.

Il est à noter que le Dolby A est utilisé surtout dans les équipements professionnels.

DOLBY B :

Ce réducteur reprend les principes et la structure du Dolby A son prédécesseur, mais il n'utilise qu'un seul canal de fréquences pour réduire le bruit (lequel correspond aux fréquences moyennes et hautes). La compression-expansion est assurée par un même circuit, que l'on commute selon la fonction désirée, et qui est incorporé dans le magnétophone.

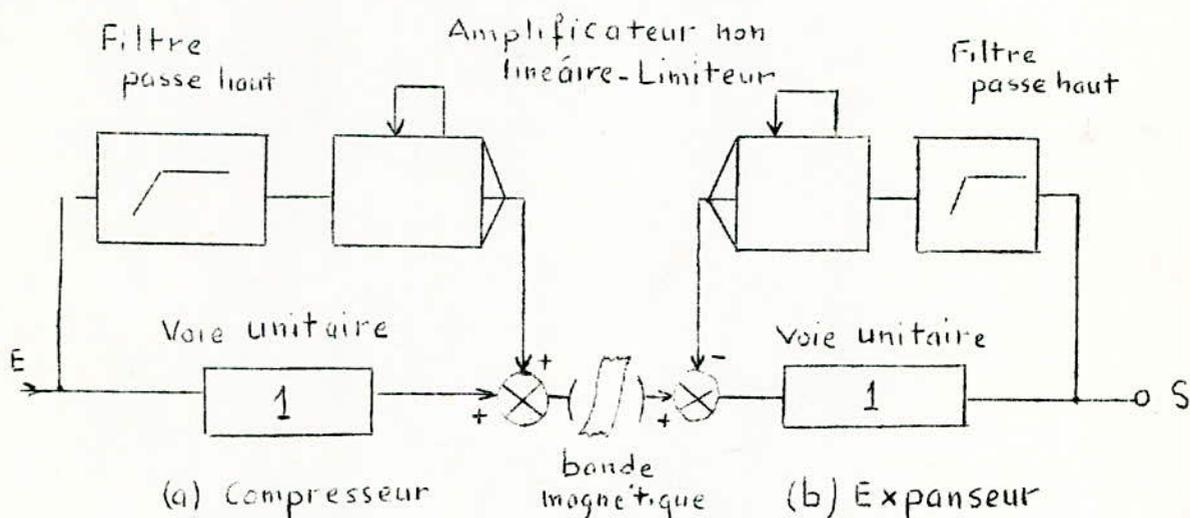


Fig 10

La particularité essentielle du Dolby B, est que le domaine de fréquences traité n'est pas fixe mais variable en fonction du niveau du signal lui-même.

Dans le Dolby A l'existence d'un signal fort dans un canal supprime la compression - expansion laissant à l'effet de masque le soin de couvrir le bruit dans le canal considéré; dans la Dolby B la présence d'un signal fort dans le canal fait reculer vers les fréquences élevées le domaine soumis à la compression-expansion où s'opère une réduction effective du bruit.

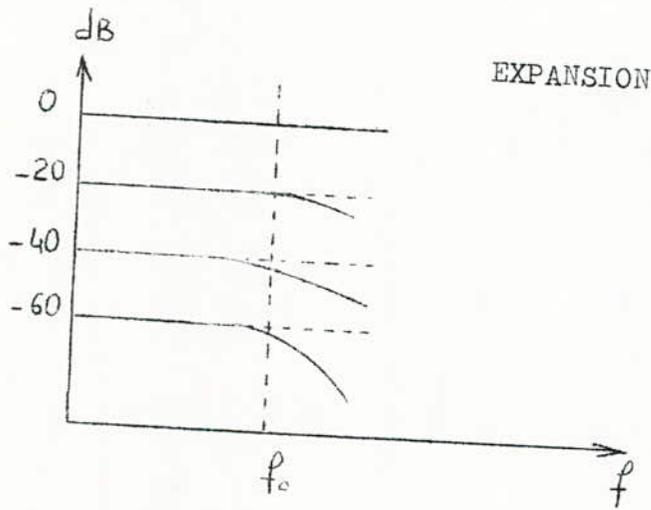
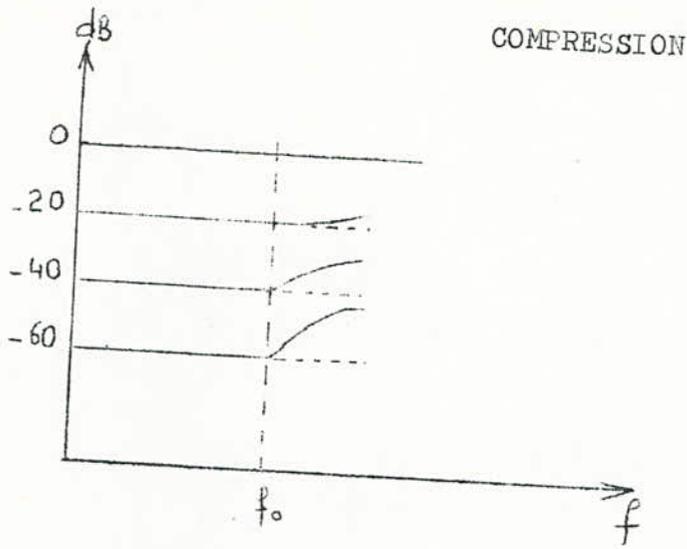


FIGURE 11- Courbes de réponse du DOLBY B.

Schéma du compresseur-expandeur:

Il est utilisé dans les quatre canaux du Dolby A ainsi que dans le Dolby B (Fig 12 et 13) .

Un premier étage Q_1 joue un rôle classique d'étage adaptateur avec un gain compensant l'affaiblissement du filtre suivant à inductances-capacités, qui est indispensable pour éliminer tout signal ultra-sonore capable de perturber le circuit expandeur. En dehors de cet effet, on risque d'avoir une efficacité moindre du circuit réducteur, le résidu étant pris comme composante utile faisant reculer la bande traitée.

L'étage Q_2 est monté en "émetteur-suiveur" pour l'attaque à basse impédance du filtre passe-haut. Celui-ci est composé d'une cellule R_1, C_1 , à gain fixe, suivie d'une cellule constituée de C_2 et du transistor à effet de champ (FET) Q_4 , qui joue le rôle de l'élément non-linéaire de l'amplificateur (compresseur): c'est une résistance variable pour les signaux utilisés dans ce système. Elle a pour valeur approximative:

$$R_{DS} = \frac{V_P^2}{2I_{DSS}(V_P + V_{GS})}$$

où: R_{DS} est la résistance Drain-Source.

V_{GS} la tension de polarisation (Grille-Source)

V_P la tension de pincement.

I_{DSS} le courant Drain

Cette résistance "dynamique" qui dépend de la tension continue appliquée à Q_4 est en réalité fonction du niveau de sortie lequel est amplifié par l'ensemble $Q_5 - Q_6$ et injecté sur la base de Q_5 . Auparavant, il aura été écrêté par

D_3 et D_4Q_7 et les circuits $D_1C_4 - D_2C_5$ jouant le rôle d'intégrateurs à constante de temps variable avec le niveau, de façon à ne rien changer aux transitoires.

Le signal de sortie disponible sur le potentiomètre R_4 , est reconstitué à partir du signal entrant prélevé sur Q_3 et appliqué à Q_8 d'une part, à partir du signal "traité" prélevé sur Q_6 d'autre part. La sommation de ces deux signaux effectuée par Q_9 redonne bien un signal ressemblant à celui de l'entrée, à ceci près que les composantes aiguës (faible niveau) sont ajoutées en sortie après accentuation.

A la lecture, le processus est strictement semblable, sauf que grâce au commutateur "ENREGISTREMENT-LECTURE", le filtre actif et l'amplificateur non-linéaire se trouvent insérés en contre-réaction par rapport à l'amplificateur aperiodique Q_5-Q_6 .

La composante aiguë (faible niveau) filtrée, en opposition avec le signal d'entrée, s'en retranche et contribue ainsi à la diminution du bruit au-dessus de 400 Hz.

Ce réducteur permet d'obtenir une réduction effective de bruit de 5 à 10 db.

Remarques:

1. Il existe une version du Dolby B en circuits intégrés dont les performances sont identiques à celles de la version en composants discrets.
2. On trouve des appareils permettant de contourner l'inconvénient de l'incompatibilité d'une cassette dolbylisée ^{qui} ne peut être "lue" que sur un magnétophone équipé d'un Dolby). Ils s'intercalent entre la source, l'amplificateur et le magnétophone.
3. Le reproche d'incompatibilité est moins grave en pratique qu'il n'y paraît. En effet, lorsqu'une bande enregistrée en Dolby B est lue sur un appareil normal, il résulte simplement une augmentation des faibles niveaux des fréquences élevées, qui paraît généralement à l'auditeur comme un effet plaisant, surtout dans les appareils à cassettes à performances médiocres.

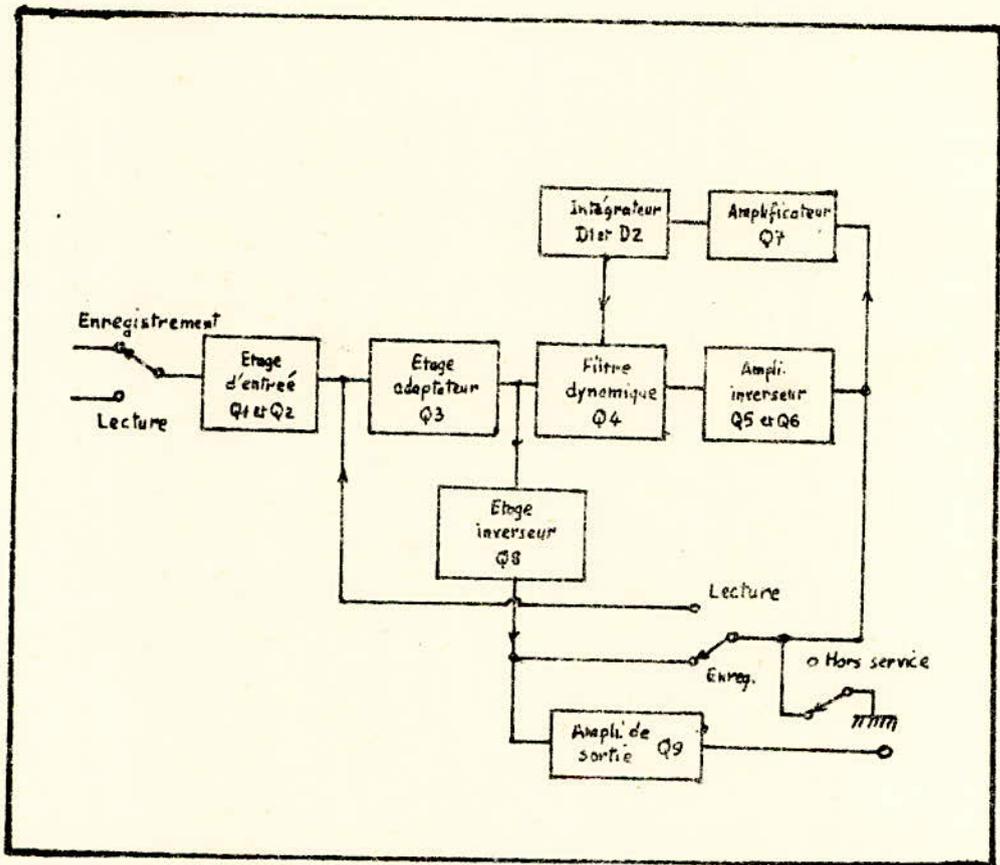


Fig. 12 — Synoptique du circuit DOLBY B.

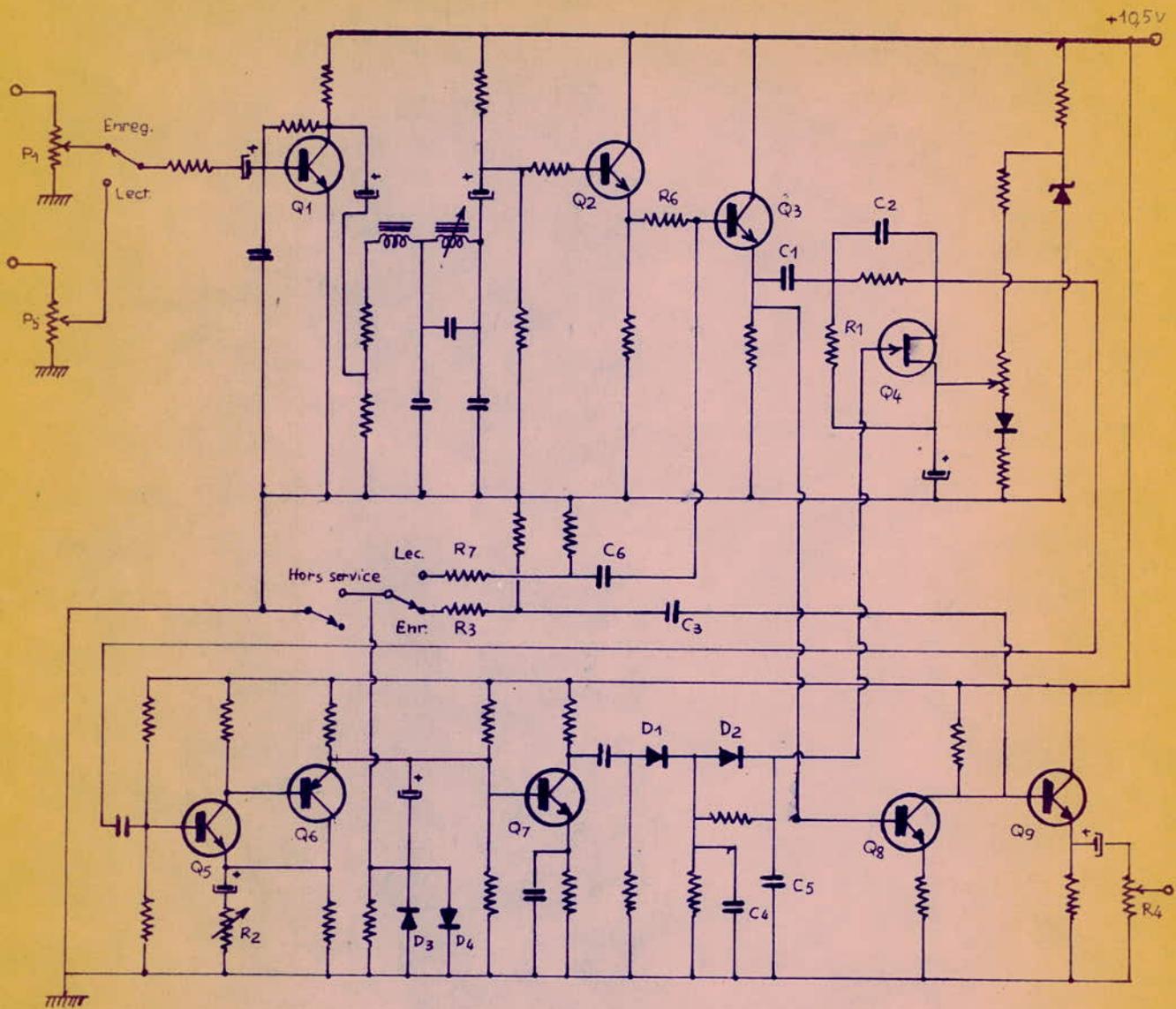


Fig. 18 — Schéma de réalisation du système DOLBY B.

Conclusion:

C'est l'identité des circuits opérationnels du filtre dynamique (c'est-à-dire que le circuit de compression est le même que celui de l'expansion, puisqu'il suffit d'actionner un commutateur pour passer de l'un à l'autre) qui assure la rigoureuse complémentarité des deux sections du Dolby, lui procurant ainsi une remarquable fidélité et une certaine universalité d'emploi en l'absence, comme on l'a vu, d'une véritable compatibilité.

IV.

D N L

=====

I-Introduction:

Ce système (Dynamic Noise Limiter) appartient à la catégorie des dispositifs à fonction unique, dont les caractéristiques principales sont:

- supprimer totalement le bruit, en l'absence de signal et aux passages de faible modulation

- ne pas modifier les signaux forts, qui masquent le bruit

En fait que les sons à bas niveau qu'on rencontre dans la musique contiennent peu de fréquences élevées, il n'est pas indispensable de transmettre (et de traiter) les faibles signaux au-delà de la fréquence de coupure d'un filtre passe-haut (4 à 6 K Hz selon les différentes réalisations): c'est la limitation dynamique de bruit.

Cet appareil est inséré à la lecture.

II- Principe de fonctionnement:

Il est simple: on insère à la lecture un filtre actif d'aigus dont l'efficacité est asservie au niveau des fréquences élevées contenues dans la bande. A bas niveau l'efficacité du filtre est totale: il en résulte une atténuation des sons aigus donc une diminution du souffle (Fig 14). Au-delà d'un certain seuil, le filtre est progressivement éliminé pour permettre finalement une transmission intégrale des sons à niveau fort. A la figure 15 on a le synoptique du procédé; il y a deux chemins possibles : l'un à large bande (voie inférieure), l'autre, sélectif, ne laissant passer que les fréquences supérieures à 4 KHz.

Dans cette version on s'est arrangé pour que , en dessous d'un niveau relatif -38 db des fréquences supérieures à 4,5 KHz

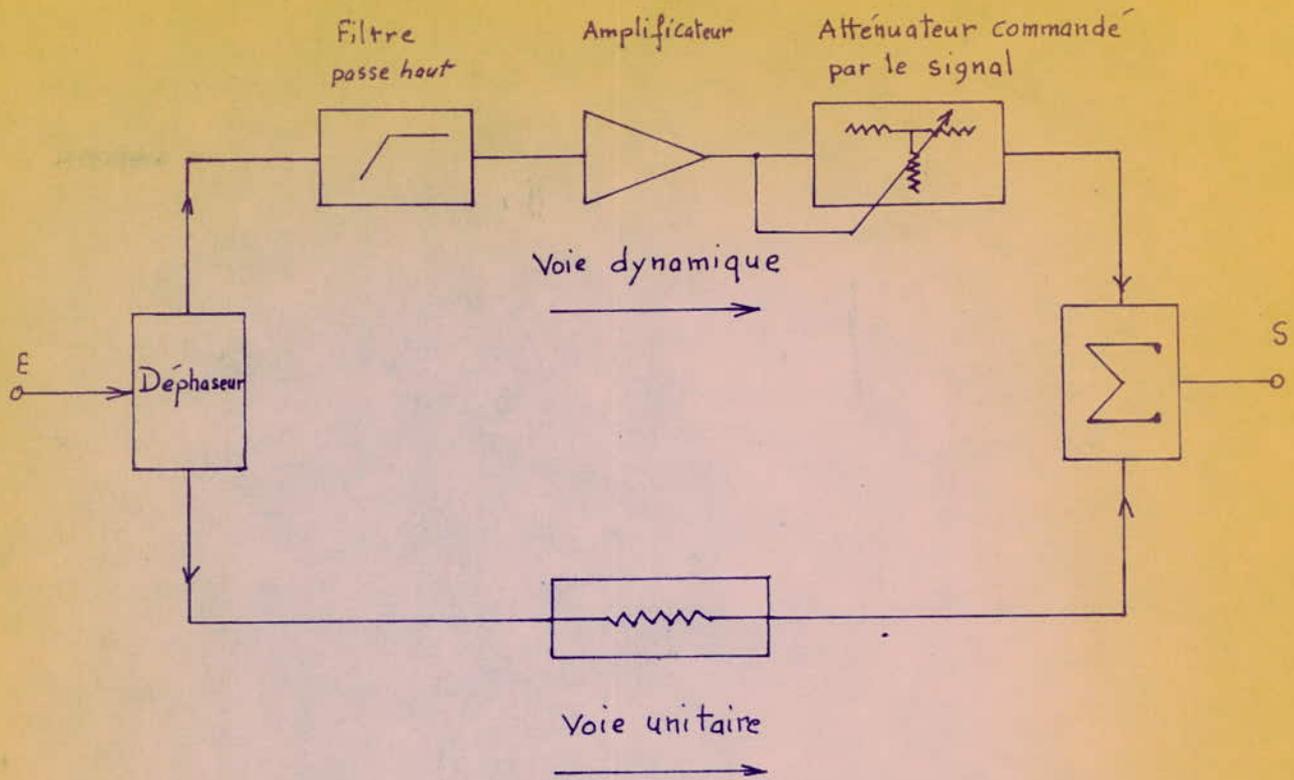


Fig.15 - Synoptique du circuit DNL, montrant le double chemin emprunté par le signal appliqué à l'entrée.

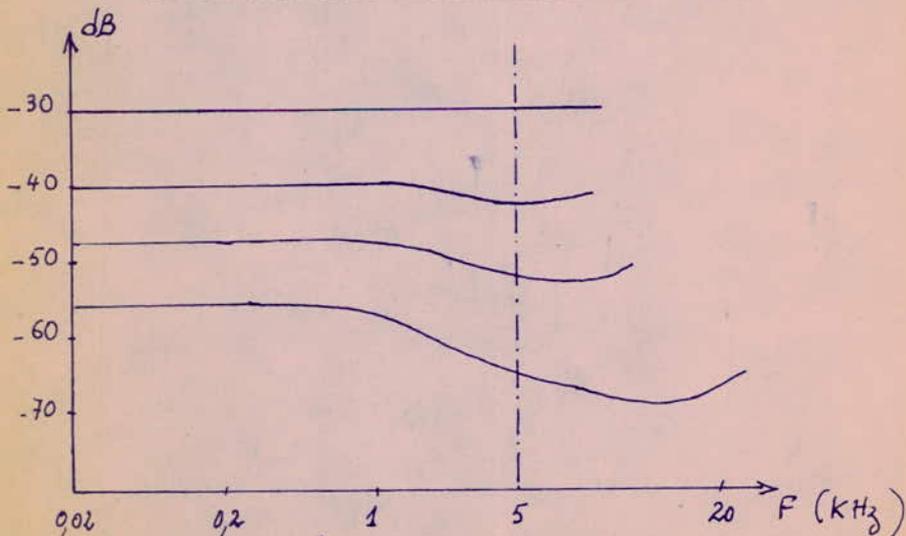


Fig.14 - Courbes de réponse du circuit DNL en fonction du niveau d'entrée.
L'atténuation s'exerce uniquement sur les faibles signaux du haut du spectre.

par rapport au niveau de référence, les deux chemins d'amplification aient des gains identiques, mais avec un déphasage de 180° de l'un par rapport à l'autre. L'un des signaux passe par la voie dite "unitaire" (large bande) et parvient sans modification à la sortie. Le second signal passe par un filtre passe-haut fixe puis par un limiteur qui sélectionne les faibles niveaux, et ensuite par un dispositif assurant une amplification d'autant plus grande que le signal est faible. Celui-ci (de fréquence supérieure à 4 KHz) issu de cette seconde voie (que nous appellerons "voie dynamique") est mélangé en opposition de phase avec le signal de la voie unitaire, ce qui provoque l'atténuation souhaitée des faibles signaux.

Les caractéristiques de transmission sont celles de la Fig 14.

III.- Schéma réel:

On peut retrouver dans le schéma de la figure 16 les détails du synoptique précédent.

Le premier étage Q_1 y joue le rôle de déphaseur (puisque le signal est prélevé sur le collecteur), alimentant la voie inférieure (voie "dynamique" ou "toute bande") réduite à un simple rhéostat de 4,5 K Ω .

Dans la voie supérieure, le signal prélevé sur l'émetteur de Q_1 est transmis à Q_2 sans déphasage, mais après élimination des fréquences basses par les filtres passe-haut constitués des éléments $C_1R_1R_2 - C_2R_3$.

Les diodes D_5, D_6 montées tête-bêche assurent la limitation en provoquant une contre-réaction énergétique sur Q_3 et Q_4 dès que leur seuil est dépassé.

Le signal collecteur de Q_4 (monté en déphaseur) charge alternativement C_4 (positivement) et C_5 (négativement) à travers D_1 et D_2 . Lorsque ces charges sont suffisantes, elles déclenchent la conduction de D_3, D_4 , qui court-circuitent alors les capacités C_4 et C_5 , empêchant ainsi le signal d'émetteur de Q_4 d'atteindre la sortie à travers les résistances de 22 K Ω et 120 K Ω .

Ce circuit n'agit donc pas aux amplitudes élevées qui sont transmises dans la totalité du spectre, mais il agit exclusivement sur les signaux à fréquences élevées dont l'amplitude est en dessous d'un certain seuil.

Le rapport $\frac{S}{B}$ est ainsi amélioré de 10 db à 6 KHz, et 20 db à 10 KHz : alors les silences de modulation ne sont plus masqués par le souffle de la bande.

Puisque le gain total du circuit est égal à l'unité, on peut insérer cet appareil, sans difficulté, dans toute chaîne de reproduction; par exemple, entre la sortie d'un magnétophone ou d'un lecteur de cassettes, et l'entrée d'un préampli.

Remarque :

Ce circuit, avec les composants indiqués, demande à être attaqué à un niveau supérieur à 300 mV et chargé par 10 K Ω minimum pour obtenir un fonctionnement correct.

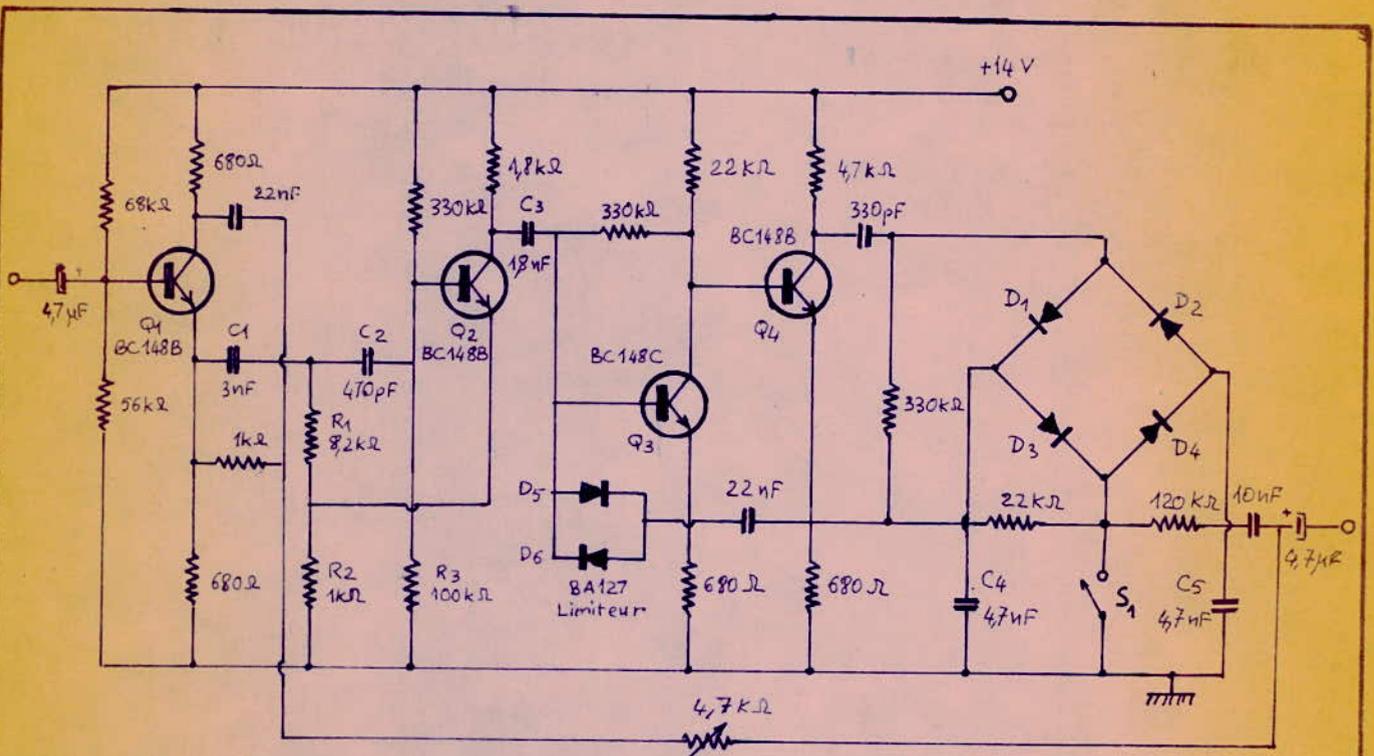


Fig 16 — schéma de réalisation du circuit DNL.

V. D N F
=====

Le "dynamic noise filter" (filtre dynamique de bruit) est un dispositif à fonction unique, comme le D.N.L, mais il est plus élaboré que ce dernier, bien que très peu diffusé sur le marché.

Principe de fonctionnement :

C'est un filtre passe-bande dont les deux fréquences de coupure sont indépendantes et peuvent être commandées de manière progressive par les caractéristiques instantanées du signal entre les valeurs extrêmes: 400 Hz - 1200 Hz et 12 Hz - 37 KHz (Fig 17) Le choix de ces fréquences limites est basé sur l'étude statistique des modulations habituelles, qui a montré que la majorité des composantes musicales se situent la plupart du temps dans la bande 400 Hz-1200 Hz .

Le schéma synoptique (Fig 18) montre que les fréquences de coupure sont déterminées à partir d'une détection des petits signaux de basse fréquence pour la coupure inférieure et de haute fréquence pour la coupure supérieure .D' autre part , elles sont automatiquement variables pour limiter, à chaque instant, la bande passante aux composantes utiles du signal .

Ce système apporte une amélioration en $\frac{S}{B}$ de 10 db.

Remarque :

Ce montage, assez complexe en pratique, est resté du domaine quasi exclusif des professionnels, à il est très apprécié pour sa faculté d'améliorer les vieux enregistrements .

Fig.17 - Principe de la réduction de bruit par un filtre passe bande à fréquence de coupure automatiquement variables pour limiter à chaque instant la bande passante aux composants utiles du signal.

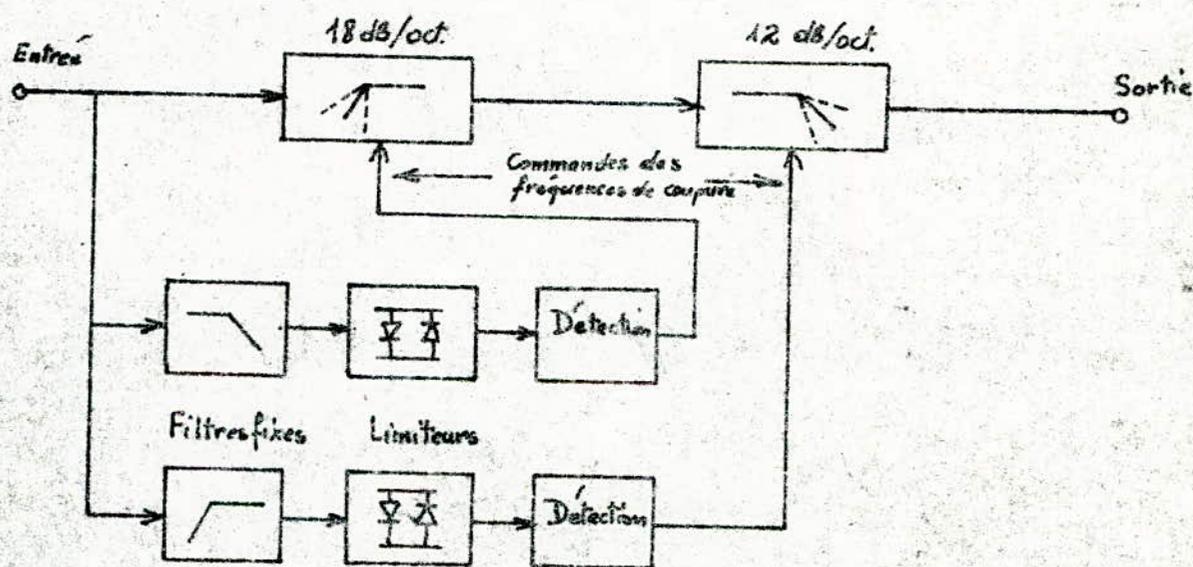
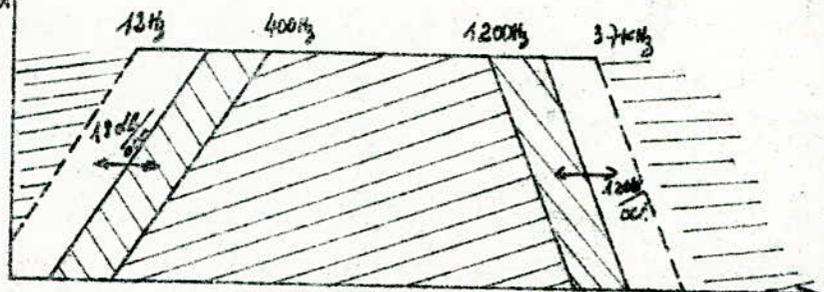


Fig.18 - schéma synoptique du filtre à bande passante variable.

Les fréquences de coupure sont commandées par la détection des petits signaux.

VI. D B X
=====

I. Principe:

Le système D B X est le plus récent des réducteurs de bruit et certainement, celui ayant les qualités les plus performantes pour la diminution du bruit.

Il existe plusieurs versions de cet appareil:

- certaines utilisent la compression-expansion à taux variable (le taux étant le rapport entre le niveau de la sortie et celui de l'entrée).

- alors que d'autres utilisent une compression-expansion linéaire dont l'efficacité est identique à l'un comme à l'autre des deux traitements, si bien qu'un signal qui a été comprimé est ensuite expansé et retrouve à la sortie la dynamique originale.

Les techniques sont de plusieurs ordres, parmi lesquelles la limitation d'amplitude de crête.

Le mode de commande de ces dispositifs est, en général, une détection crête (il existe aussi des détections de valeur moyenne et aussi de valeur efficace).

Suivant le mode de détection choisi, la perception de la compression ou de l'expansion est différente.

La commande par valeur efficace est la meilleure car c'est elle qui correspond le mieux aux caractéristiques de perception de l'oreille et elle est insensible à la phase.

Les deux types de D B X que nous examinerons utilisent tous deux des techniques de compression et d'expansion. Le compresseur, comme l'expandeur, se compose d'un système de détection de niveau qui commande un amplificateur commandé en tension, comme on le voit sur la figure suivante.

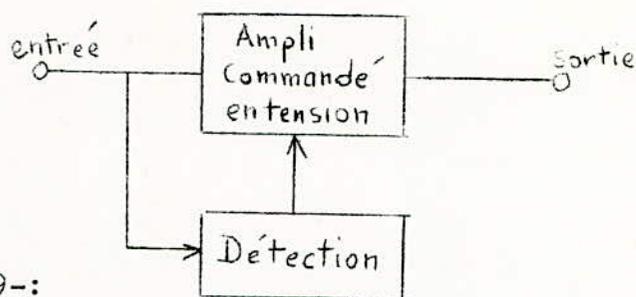


FIGURE 19-:

Principe de base de l'expandeur-compresseur.

Suivant que l'appareil travaille en expansion ou en compression, le gain augmentera ou diminuera avec le niveau d'entrée. En compression, pour 10 db de variation à l'entrée nous pourrions avoir de 10 à 0 db de variation en sortie, suivant que le taux de compression est de 1 ou de l'infini.

En expansion, pour 10 db à l'entrée, nous pourrions en avoir 20 à la sortie avec un taux d'expansion de 2. Seulement il n'est pas question d'avoir un taux d'expansion infini, la saturation serait vite atteinte.

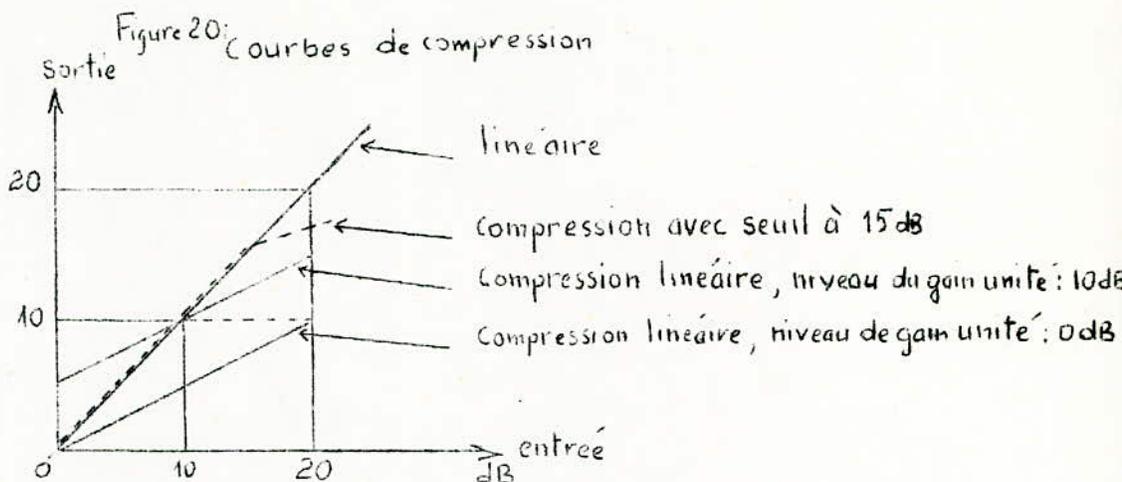
Le compresseur réduit la dynamique, en abaissant les pointes de niveau et en remontant les faibles tensions.

L'expansion, à la sortie, remontera les forts niveaux et abaissera le bruit introduit par le magnétophone.

une compression suivie d'une expansion du même taux donnera un signal de sortie identique au signal d'entrée, avec une même dynamique, mais avec une amélioration importante du rapport $\frac{S}{B}$ imputable à cette technique.

Le D B X permet de traiter le signal en compresseur (puis en expandeur) avec ou sans seuil de compression ou d'expansion, avec des taux différents ou linéairement, suivant le type d'appareil.

Une compression linéaire traite de la même façon les signaux forts et les signaux faibles. Par contre un compresseur à seuil maintiendra leur dynamique à tous les signaux dont le niveau sera au-dessus du seuil, et modifiera celle des signaux inférieurs au seuil. Donc la dynamique globale est modifiée.



La caractéristique de compression peut aussi être dessinée pour l'expansion, mais avec une pente plus importante qu'en régime linéaire. Nous pourrions avoir également le seuil variable comme pour la compression.

Un autre paramètre de ces appareils est le niveau de référence de la compression ou de l'expansion. En effet nous pouvons avoir une compression qui donne une dynamique finale de 30 db centrée autour de 0 dbm; c'est-à-dire que le niveau de 0 dbm sera conservé à son niveau d'origine et que les tensions situées de part et d'autre seront affectées. Cette notion de niveau est utile pour un enregistrement magnétique, car on aura toujours intérêt à travailler suffisamment haut pour éviter le bruit de fond. Toutefois, il ne faut pas dépasser un certain niveau, car une compression entraîne la modification de la bande passante (les aigus ayant un niveau plus faible que les graves) et risquant ainsi de saturer la bande. Comme à l'expansion on gagnera sur le bruit de fond, il ne faudra pas hésiter à travailler à un niveau plus faible que d'ordinaire.

Il y a également un autre paramètre à considérer : c'est la réponse en fréquence. Les réducteurs dynamiques de bruit fonctionnent à partir de filtres dont on modifie l'efficacité en fonction du niveau qui signifie ici changement de la courbe de réponse en fréquence en fonction du niveau.

Sur certains systèmes, la compression n'a lieu que dans une certaine bande de fréquence.

II. D B X 117:

2.1. Schéma synoptique:

Le synoptique de principe se compose de deux canaux audio possédant chacun un amplificateur commandé en tension. Le signal audio à traiter est pris directement à l'entrée. On n'utilise qu'un seul signal de commande pour les deux voies (Fig 23).

2.2. Etude du schéma électronique:

Le schéma électronique du D B X 117 est représenté par la figure 22: On constate que les modules exigent quelques potentiomètres ajustables qui règlent la symétrie pour les amplificateurs V.C.A. et pour le détecteur efficace. Le potentiomètre de niveau ajuste le point de fonctionnement, la tension de sortie du premier ampli par rapport à celle du détecteur efficace. Le potentiomètre de compression-expansion ajuste le gain de l'amplificateur de sortie. La tension d'entrée de l'amplificateur opérationnel O A 4 est envoyée simultanément sur les deux entrées avec un potentiomètre sur l'entrée non inverseuse.

III. D B X 119:

Schéma synoptique:

D'après le schéma synoptique, la différence qui existe entre le D B X 119 et le D B X 117 est que le premier utilise un détecteur de seuil qui commande une diode électroluminescente et un interrupteur de seuil à la place de l'interrupteur de sélection de temps de chute du détecteur. On remarque que dans le montage électronique du D B X 119 la résistance R 35 est éliminée et remplacée par un court-circuit, ce qui permet d'avoir un taux de compression infini (en théorie).

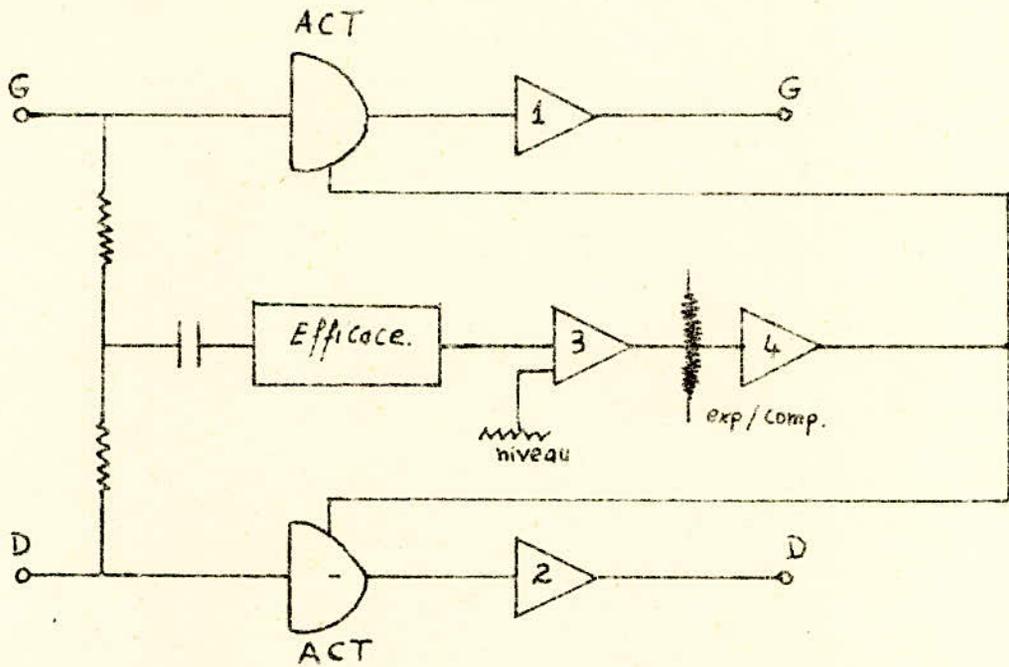


Fig. 21 - Schéma synoptique du DBX 117. Nous voyons ici le mélange des signaux des deux voies qui commande le niveau de sortie.

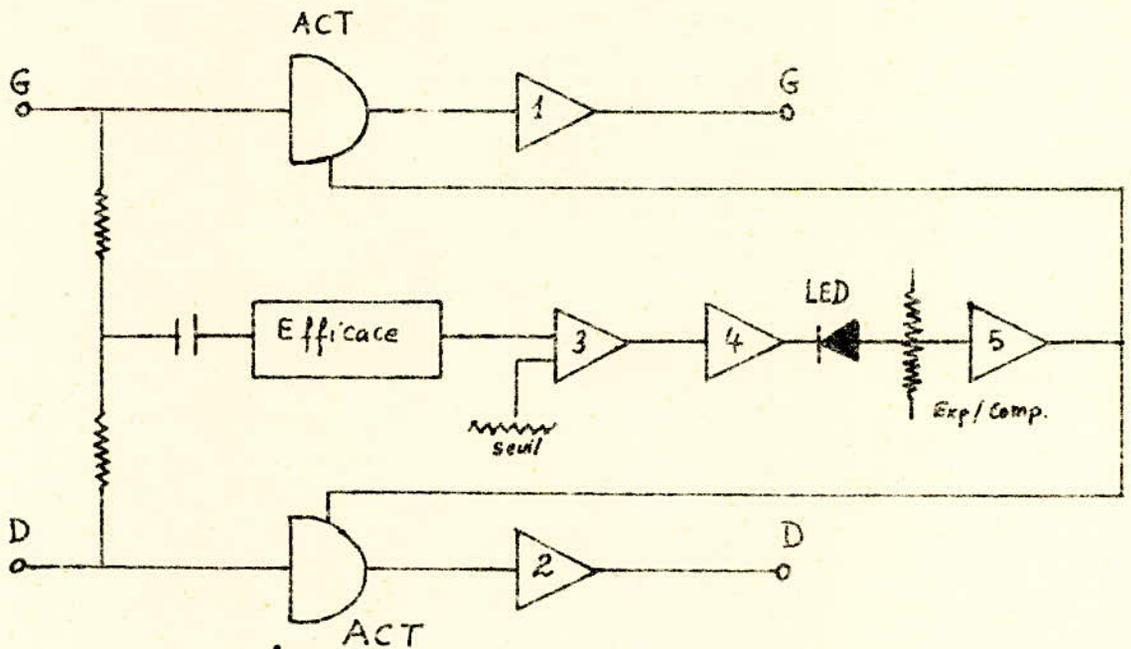


Fig. 23 - schéma synoptique du DBX 119.

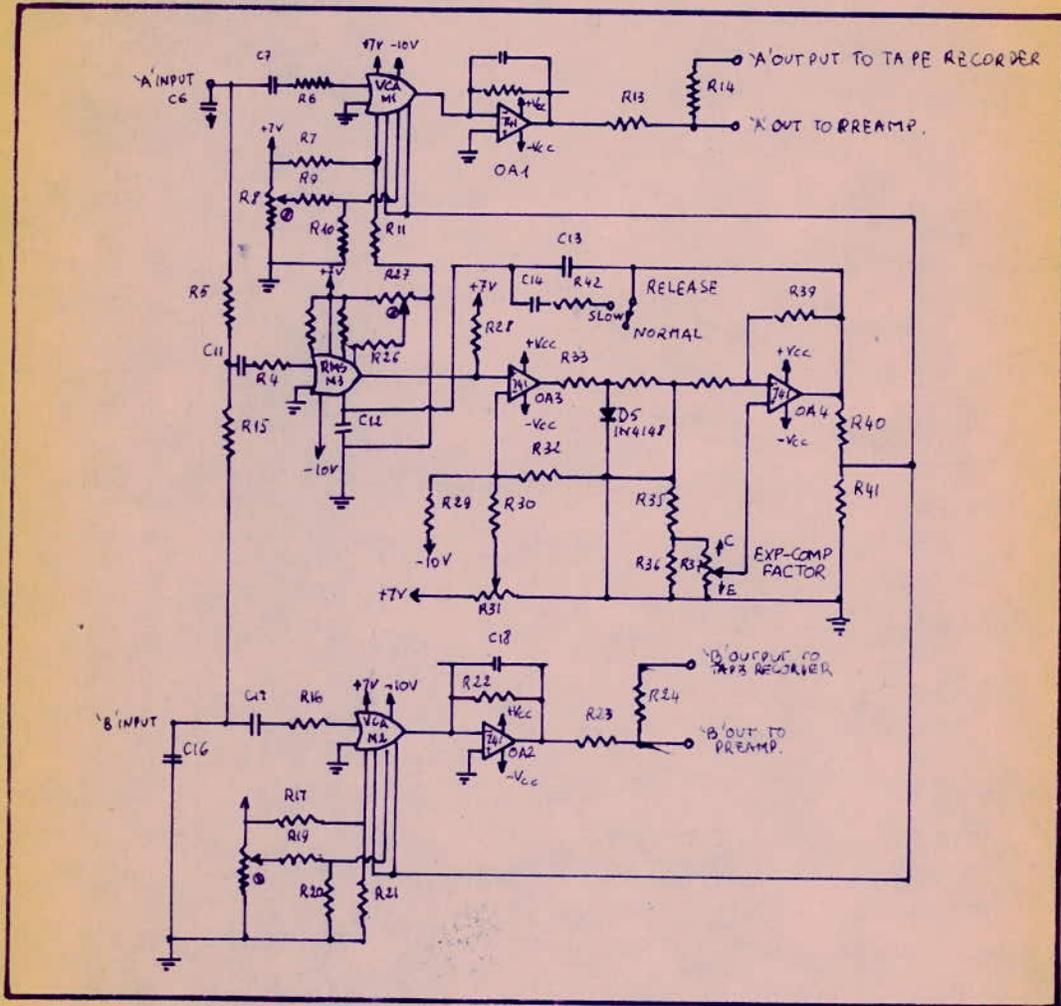


Figure 22 schéma électronique du DBX 117.

4- Performances :

La courbe représentée en figure A est une courbe de réponse donnant l'amplitude de sortie en fonction de la fréquence avec comme paramètre le niveau d'entrée . L'appareil fonctionne en expanseur linéaire - c'est à dire sans seuil . Cependant, en pratique, le seuil existe à -40 db environ, l'écart entre les courbes de niveaux -30 et -40 db étant en effet inférieur à celui qui existe entre -40 et -50 db.

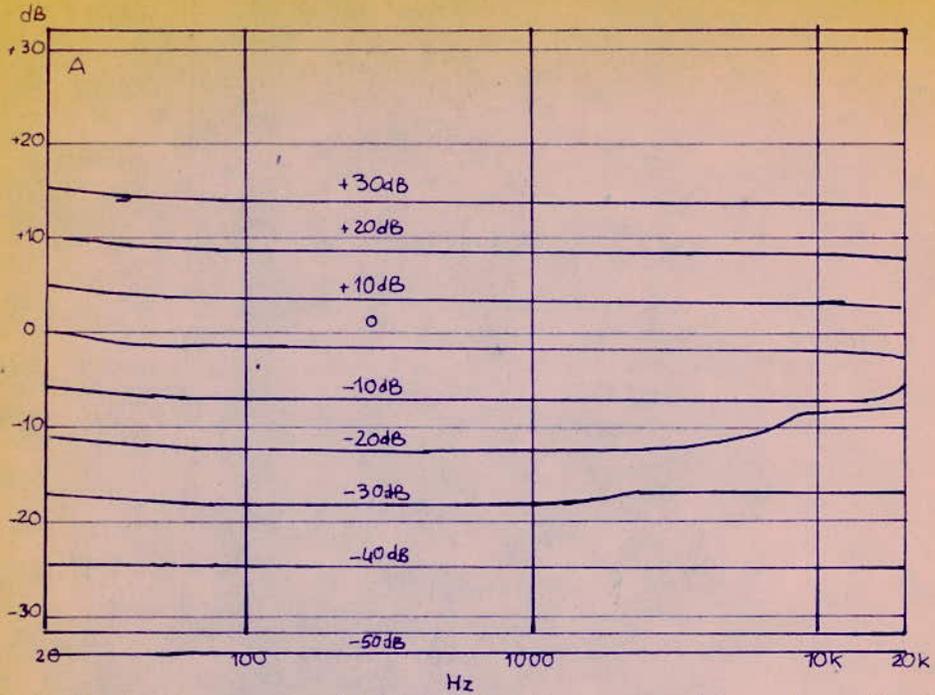
La courbe B est une courbe de compression . Nous avons conservé l'échelle de 60 db de dynamique, mais cette fois nous avons fait varier le niveau d'entrée de 5 en 5db .

La courbe d'expansion a été obtenue avec un taux de 1/2 alors que la courbe de compression est tracée avec un taux de 2/1 afin que la dynamique du signal soit restituée telle quelle .

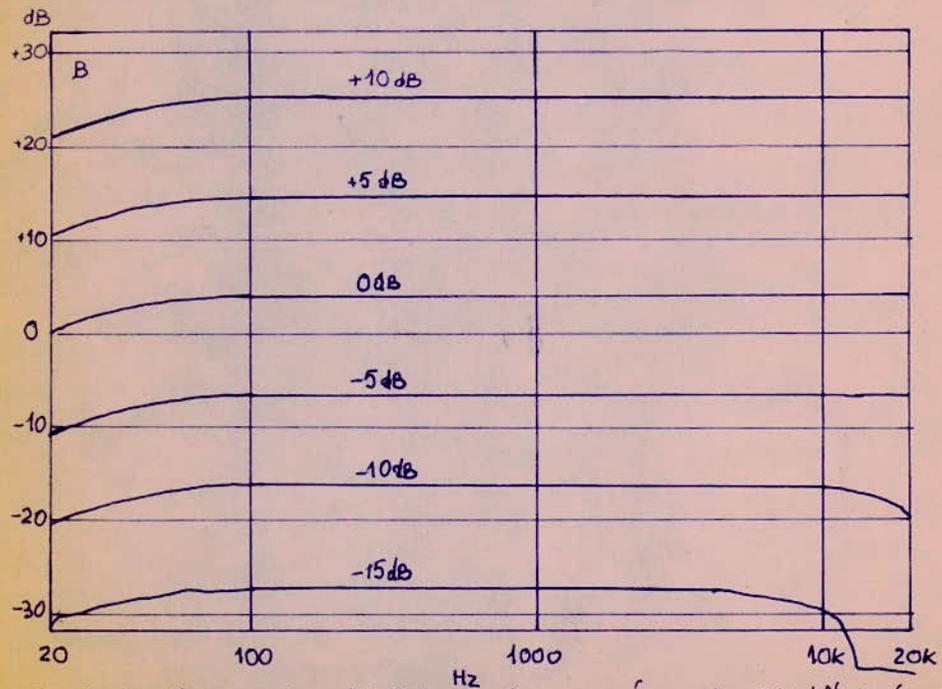
La courbe C est une courbe d'expansion de taux 5/1 : on note un resserrement des courbes .

La courbe D est une courbe d'expansion avec seuil , qui est situé ici au niveau 0. Au-dessous de ce niveau , les courbes sont espacées de 10 db , alors qu'au-dessus de ce niveau l'espacement est de 5 en 5 db .

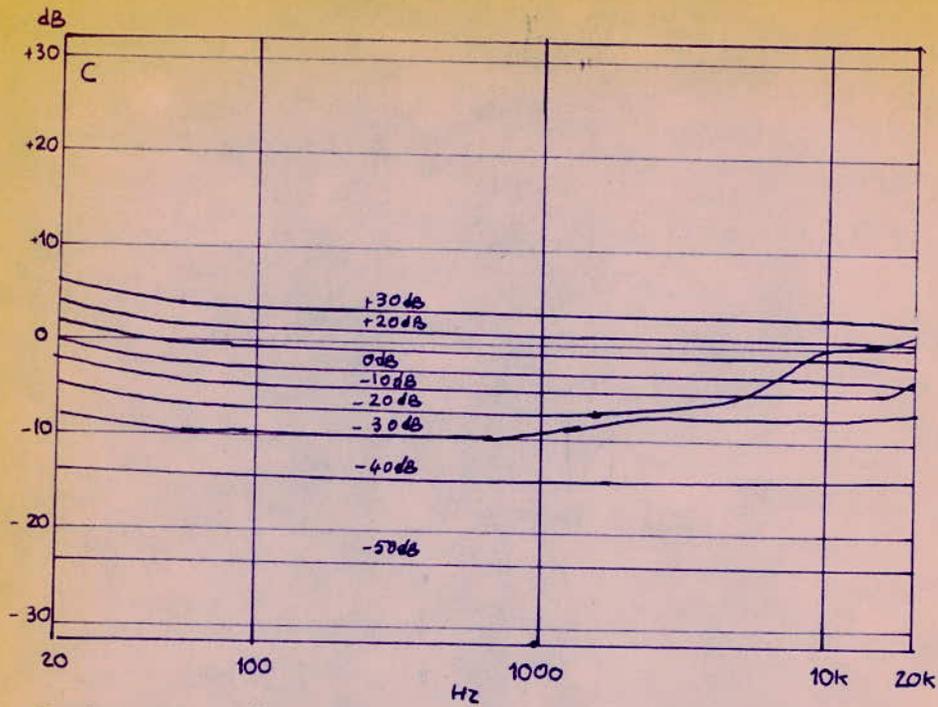
En conclusion , on notera que la réduction de bruit apportée par ce type d'appareil est de l'ordre de 25 à 30 db pour un lecteur dont le rapport $\frac{S}{B}$ est égal ou supérieur à 45 db .



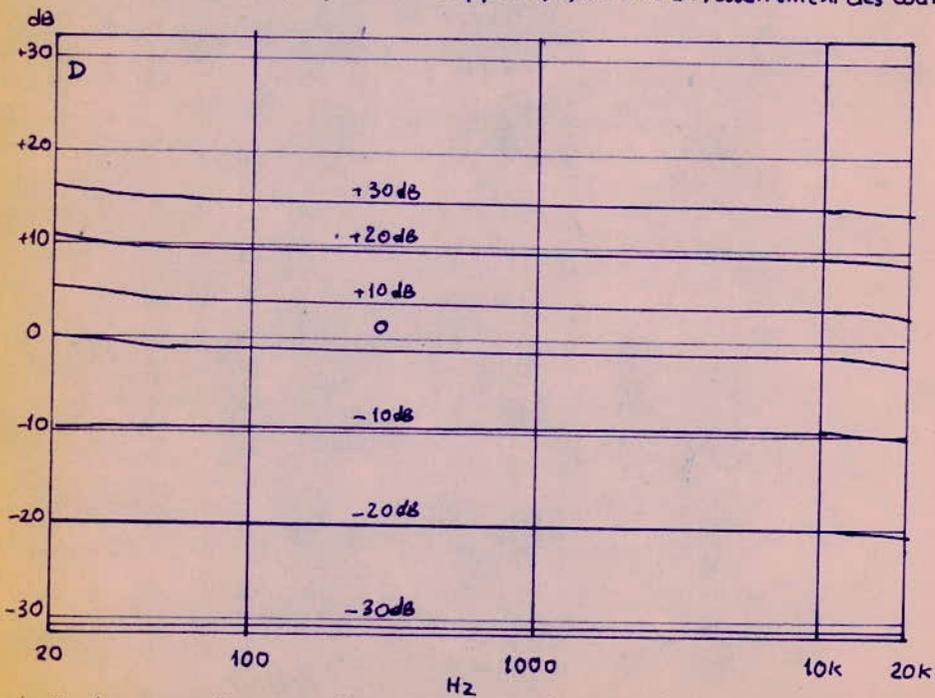
Courbe A. - Courbes de compression du DBX 119. Taux de compression 1/2, au-dessous de -30dB, il n'y a plus de compression.



Courbe B. - Courbes d'expansion taux de 2/1, les courbes mesurées tous les 5dB à l'entrée sont ici espacées de 10dB à la sortie du DBX 119.



Courbe C. - Courbe de compression de rapport 5/1, on note un resserrement des courbes.



Courbe D - la compression avec seuil permet de maintenir la dynamique au-dessous d'un certain niveau, ici, le 0 dB correspond environ à -20 dBm.

oooooooooooo
o CONCLUSION o
oooooooooooo

Les systèmes réducteurs de bruit offrent des avantages et des inconvénients inhérents à leurs principes et conceptions; seulement chacun d'entre eux satisfait à des objectifs physiques et des critères économiques bien déterminés.

Du point de vue des qualités intrinsèques à chaque système, le réducteur D B X est le plus performant. Il offre aux mélomanes une écoute plus pure, respectant les silences de modulation et reproduisant les faibles passages avec plus de fidélité qu'aucun autre système de réduction.

Il a cependant un inconvénient, le même, d'ailleurs, que celui reproché au DOLBY, qui est celui de n'être efficace que pour les appareils équipés spécialement à cet effet ce qui limite nettement son utilisation à la HI-FI.

Par contre, les systèmes réducteurs D N L et D N F sont tous deux compatibles avec n'importe quel lecteur de cassettes, mais leurs qualités de reproduction et l'augmentation de $-\frac{S}{B}$, sont moindres que celles des deux précédents. Il faut ajouter qu'à l'avantage de la compatibilité de ces derniers s'ajoute leur relative simplicité; surtout pour le D N L, qui peut être aisément réalisé par des amateurs, alors que la complexité et les composants utilisés pour le D B X (et, accessoirement, le DOLBY) en font un domaine réservé aux professionnels.

A la figure 24 sont portées des courbes montrant l'effet des réducteurs de bruit:

— Sans réducteurs : le bruit est important.

— Avec réducteur DOLBY : on note une diminution d'environ 10 db à 2,5 KHz et au-delà, alors qu'aux faibles

fréquences (à partir de 400 Hz) on note un abaissement du niveau de bruit et qui croît jusqu'à 6 db à 1. KHz.

--- Avec DOLBY B et DNL en cascade : on remarque une diminution totale de bruit d'environ 17 db à partir de 4 KHz: c'est le DNL qui ajoute son effet propre à celui du DOLBY, à partir de cette fréquence, et laisse sans modification le bruit déjà abaissé précédemment.

Remarque:

Comme on le voit, cette association permet de conjuguer les effets des deux réducteurs et d'augmenter ainsi le rapport $\frac{S}{B}$ de 17 db, au lieu de 10 et 7 db respectivement mais le DBX permet, dorénavant, d'atteindre une augmentation, en $\frac{S}{B}$, de 25 à 30 db, ce qui déclasse, de ce point de vue, cette solution.

Nous avons établi, au tableau suivant, les mérites comparés des différents systèmes:

Système	Gain en $(\frac{S}{B})$ db	Compatibilité	Fonction	Circuit électronique
DBX	25 à 30	incompatible	complémentaire	complexe
DOLBY	5 à 10	incompatible	complémentaire	relativement simple
DNL	3 à 7	compatible	unique	simple
DNF	10	compatible	unique	complexe

Reponse en
dB

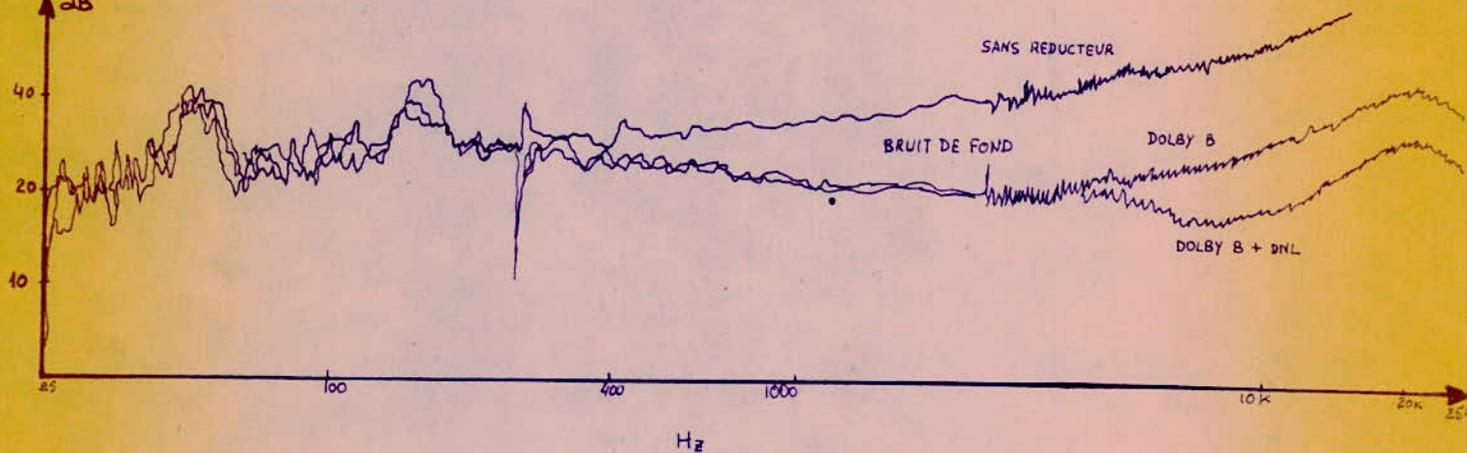


Fig - Courbes de bruit de fond d'une bande à l'oxyde de fer en fonction de la fréquence. Trois courbes ont été relevées, sans réducteur de bruit, avec réducteur DOLBY seul puis avec DOLBY + DNL. La remontée aux fréquences hautes est due aux courbes de correction d'enregistrement.

VIII. SYSTEME A CORRELATION

=====

L'augmentation du rapport $\frac{S}{B}$ peut être obtenue à partir de certaines applications des méthodes de corrélation.

I.- Détection d'un signal périodique noyé dans le bruit:

1.1.- Principe de la méthode :

Soit $p(t)$ le signal périodique, de période fondamentale T_1 et $b(t)$ le bruit.

On pose : $x(t) = p(t) + b(t)$

$p(t)$ et $b(t)$ étant supposés centrés, $x(t)$ sera donc centré.

La fonction d'autocorrélation s'écrit alors :

$$C_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [(p(t)+b(t)) (p(t-\tau)+b(t-\tau))] dt$$

En vertu de la distributivité de l'opérateur corrélation on a :

$$C_{xx}(\tau) = C_{pp}(\tau) + C_{bb}(\tau) + C_{pb}(\tau) + C_{bp}(\tau)$$

Le bruit étant supposé indépendant du signal on aura :

$$C_{pb}(\tau) = C_{bp}(\tau) = 0 \quad \forall \tau$$

et, si τ est assez grand - ce que nous supposons - on aura :

$$C_{bb}(\tau) = 0 \quad \text{alors :}$$

$$C_{xx}(\tau) = C_{pp}(\tau)$$

1.2.- Augmentation du rapport $\frac{S}{B}$ par autocorrélation :

Nous supposons que $p(t)$ est un signal périodique. Alors :

$$p(t) = E_m \cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \phi\right)$$

La valeur efficace de $p(t)$ est $\frac{E_m}{\sqrt{2}}$ et sa puissance : $\frac{E_m^2}{2}$

Soit σ_b^2 la variance du bruit (donc sa puissance est : σ_b^2)

Le rapport $\frac{S}{B}$ à l'entrée du corrélateur est défini par :

$$R_e = -\frac{E^2}{\sigma_b^2} \quad \text{ou} \quad R_{e_{dB}} = 10 \log -\frac{E^2}{\sigma_b^2} = 20 \log \frac{E}{\sigma_b}$$

Calcul du rapport $\frac{S}{B}$ à la sortie du corrélateur : (R_{sq})

Considérons la grandeur $Z(t, \tau)$, sachant qu'à l'entrée on a $x(t) = p(t) * b(t)$,

$$Z(t, \tau) = [p(t) + b(t)] [p(t - \tau) + b(t - \tau)]$$

ce qui donne, comme fonction d'autocorrélation :

$$\overline{Z(t, \tau)} = C_{xx}(\tau) = C_{pp}(\tau) = E^2 \cos \frac{2\pi}{T} \tau$$

Les phénomènes étant supposés ergodiques, moyennes statistiques et moyennes temporelles sont équivalentes.

Calculons la variance de $Z(t, \tau)$:

$$\sigma_Z^2 = \overline{[Z(t, \tau) - \overline{Z(t, \tau)}]^2} = \overline{[Z(t, \tau)]^2} - [\overline{Z(t, \tau)}]^2 \quad \text{ce qui donne}$$

$$\sigma_Z^2 = \overline{[Z(t, \tau)]^2} - E^4 \cos^2 \frac{2\pi}{T} \tau$$

et maintenant calculons $\overline{[Z(t, \tau)]^2}$:

$$\overline{[Z(t, \tau)]^2} = \overline{[p(t) + b(t)]^2 [p(t - \tau) + b(t - \tau)]^2}$$

Le membre de droite se décompose en une suite de neuf termes :

$$A = \overline{p^2(t) p^2(t - \tau)} \quad D = \overline{b^2(t) b^2(t - \tau)} \quad G = \overline{2p(t) b(t) p^2(t - \tau)}$$

$$B = \overline{p^2(t) b^2(t - \tau)} \quad E = \overline{2p(t - \tau) p^2(t) b(t - \tau)} \quad H = \overline{2p(t) b^2(t - \tau)}$$

$$C = \overline{b^2(t) p^2(t - \tau)} \quad F = \overline{2p(t - \tau) b(t - \tau) b^2(t)} \quad I = \overline{4p(t) p(t - \tau) b(t) b(t - \tau)}$$

$$A = \overline{p^2(t) p^2(t - \tau)} = \frac{1}{T} \int_0^T 2E^2 \cos^2 \left(\frac{2\pi}{T} t + \theta \right) \cdot 2E^2 \cos^2 \left(\frac{2\pi}{T} (t - \tau) + \theta \right) dt$$

$$\text{d'où : } A = E^4 \cos^2 \frac{2\pi}{T} \tau + \frac{E^4}{2}$$

et, puisque $b(t)$ et $p(t)$ sont indépendants :

$$B = \overline{p^2(t) b^2(t - \tau)} = \overline{p^2(t)} \cdot \overline{b^2(t - \tau)} = E_p^2 \cdot \sigma_b^2 \quad \text{et, de même : } C = E_b^2 \cdot \sigma_p^2$$

$D = \overline{b^2(t) b^2(t - \tau)} = \overline{b^2(t)} \cdot \overline{b^2(t - \tau)}$ car $b(t)$ et $b(t - \tau)$ ne sont pas corrélés

$$\text{ce qui fait : } D = \sigma_b^2 \cdot \sigma_b^2 = \sigma_b^4$$

Enfin $E=F=G=H=I=0$

$$\text{Donc : } \overline{Z(t, \zeta)^2} = E^4 \cos^2 \frac{2\pi \zeta_0 t}{T_1} + \frac{E^4}{2} + 2E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4$$

$$\text{d'où : } \zeta_Z^2 = \frac{E^4}{2} + 2E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4$$

$\frac{E^4}{2}$ est la valeur quadratique moyenne de la fonction de corrélation : $E^2 \cos^2 \frac{2\pi \zeta_0 t}{T_1}$; donc $2E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4$ est la composante bruit de la puissance

moyenne de $Z(t, \zeta)$.

Comme on fait une moyenne d'ensemble sur $Z(t, \zeta)$ en prenant n réalisations différentes, la variance de ces n réalisations est égale

à $\sqrt{n(2E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4)}$. Puisqu'on en prend la moyenne, alors la variance

résultante est :

$$\frac{\sqrt{2 E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4}}{\sqrt{n}} \quad 2 E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4$$

La puissance en sortie du corrélateur est donc : $\frac{2 E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4}{n}$

$$\text{d'où le rapport } \frac{S}{B} \text{ en sortie : } R_{sa} = \frac{E^4/2 \cdot n}{2 E^2 \zeta_b^2 + \zeta_b^4}$$

ce qui donne :

$$R_{sa} = \frac{n}{4\zeta_b^2/E^2 + \zeta_b^4/E^4} = \frac{n}{4/R_e + 2/R_c^2}$$

et, en :

$$R_{sa} = 10 \log \left[\frac{n}{4/R_e + 2/R_c^2} \right]$$

Le graphique de la figure 1 donne la valeur de R_{sa} (db) en fonction de n pour différentes valeurs du rapport $\frac{S}{B}$ à l'entrée du corrélateur .

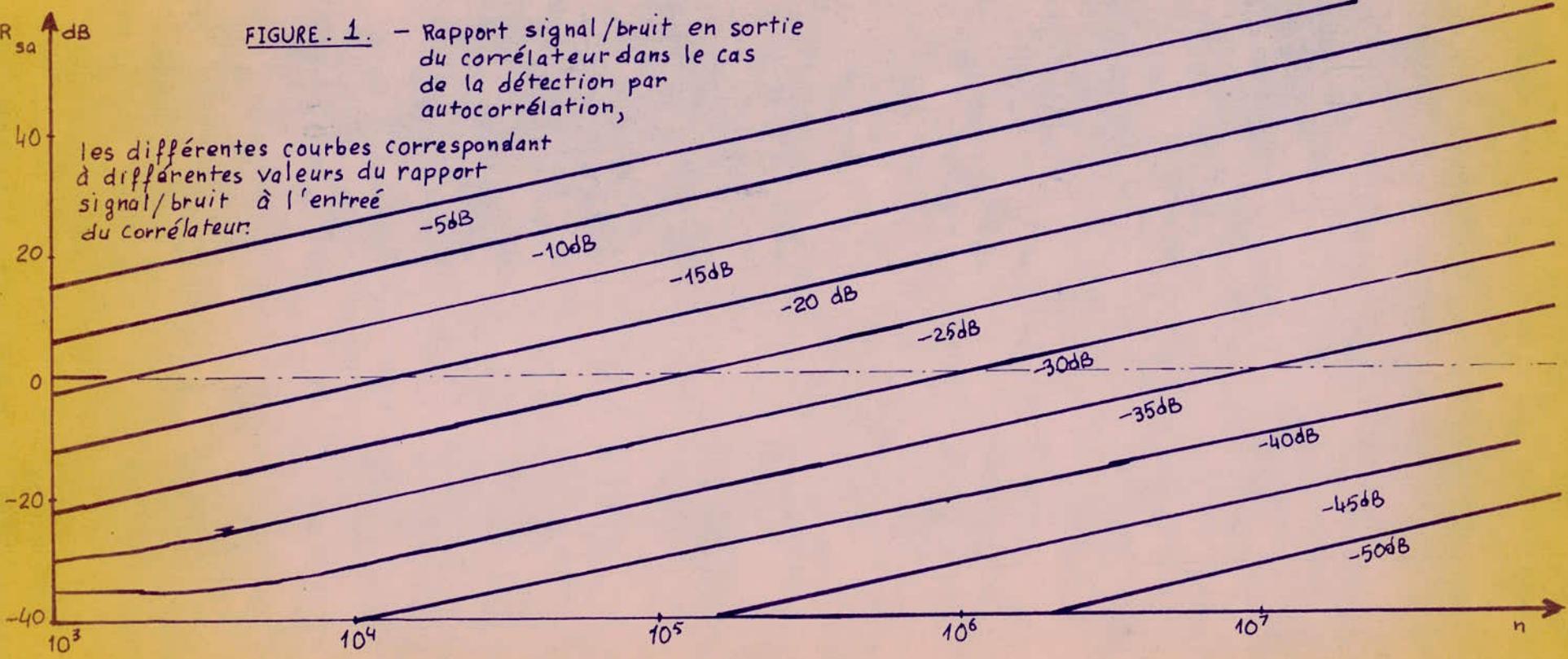
II.-Détection d'un signal périodique de période connue noyé dans le bruit :

2.1.- Principe:

Dans ce cas, la période fondamentale est connue . Considérons alors l'intercorrélation du signal $x(t) = p(t) + b(t)$ avec un signal auxiliaire $P(t)$ de période fondamentale T_1 :

FIGURE. 1. - Rapport signal/bruit en sortie du corrélateur dans le cas de la détection par autocorrélation,

les différentes courbes correspondant à différentes valeurs du rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur.



$$C_{px}(z) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [p(t)+b(t)] P(t-z) dt = C_{pP}(z) + C_{bP}(z)$$

P(t) et b(t) étant indépendants, la fonction $C_{bP}(z) = 0$

d'où : $C_{pX}(z) = C_{pP}(z)$.

$C_{pP}(z)$ est la fonction d'intercorrélation de deux signaux de même période fondamentale; $C_{pP}(z)$ est donc également périodique, de période fondamentale T_1 .

2.2.- Calcul de l'augmentation du rapport $\frac{S}{B}$ par intercorrélation:

Supposons que P(t) et p(t) sont deux fonctions sinusoidales. Par un calcul analogue au précédent, on trouve :

$$R_{si} \text{ (db)} = 10 \log \frac{n}{z/R_c^2} = 10 \log \frac{n}{2} R_c^2$$

Le graphique 2 donne les variations de R_{si} en fonction de n pour différentes valeurs de R_c .

Le graphique 3 donne l'amélioration du rapport $\frac{S}{B}$ par auto-corrélation et par intercorrélation. On voit que le gain en $\frac{S}{B}$ ne dépend plus que de n.

III.- Extraction d'un signal périodique noyé dans le bruit:

Principe de la méthode :

Il s'agit ici non plus de détecter la présence d'un signal périodique, mais de l'extraire, c'est-à-dire de restituer sa forme.

Nous savons que l'intercorrélation d'un signal périodique et d'une fonction "impulsions périodiques" de même période donne le signal périodique lui-même.

Donc si m(t) est cette fonction "impulsions périodiques" de période T_1 , on aura :

$$C_{xm}(z) = C_{pm}(z) + C_{bm}(z) \text{ et, si } z \text{ est assez grand, ce que nous supposons, on aura : } C_{bm}(z) = 0 \text{ et } C_{pm}(z) = p(z) \text{ ce qui fait:}$$

$$C_{xm}(z) = p(z)$$

Le gain en rapport $\frac{S}{B}$ obtenu par cette méthode est :

$$G_{e/db} = 10 \log n$$

Le graphique 4 donne la variation du gain en fonction de n,

FIGURE 2. - Rapport signal/bruit en sortie du corrélateur dans le cas de la détection par intercorrélation.

Les différentes courbes correspondent à différentes valeurs du rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur.

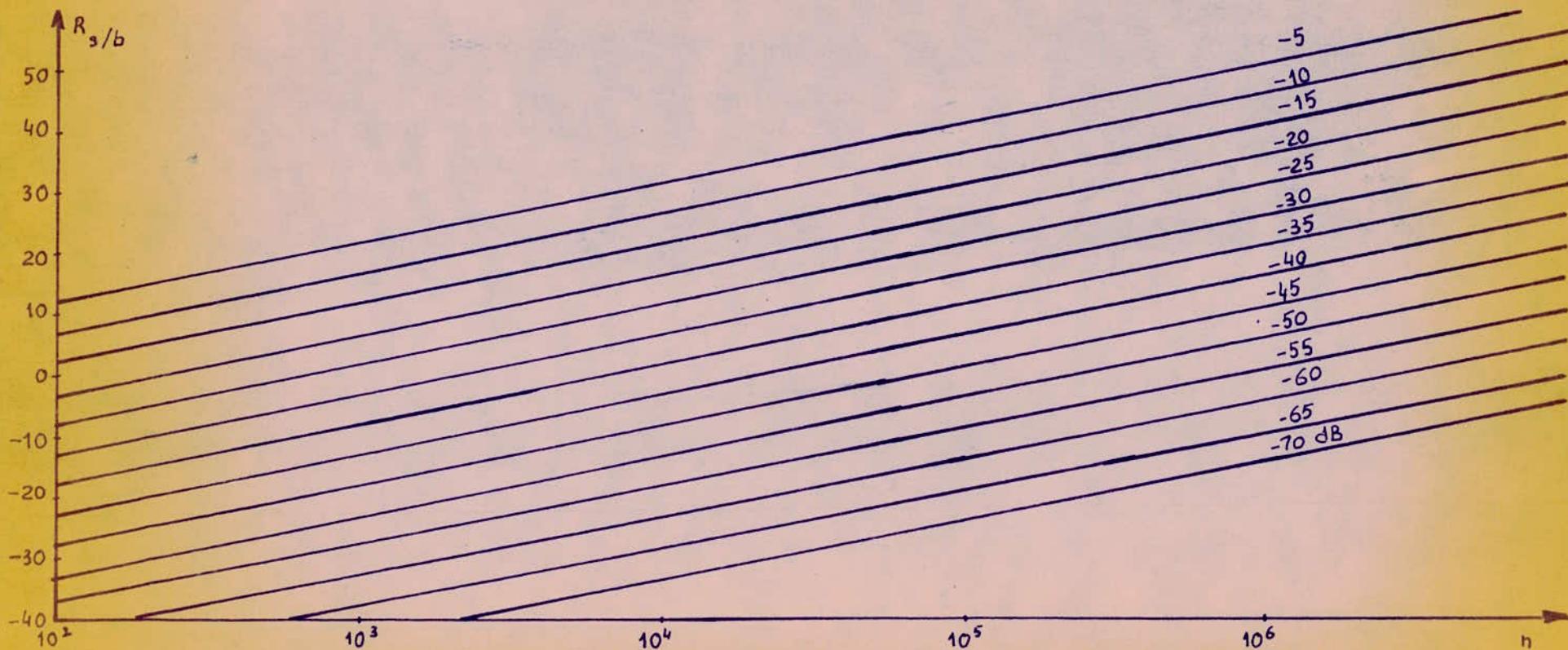


FIGURE 3. — Gain en rapport signal/bruit obtenu par corrélation
 - - - - - par intercorrélation
 ne dépend pas du rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur
 ——— par autocorrélation
 dépend du rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur.

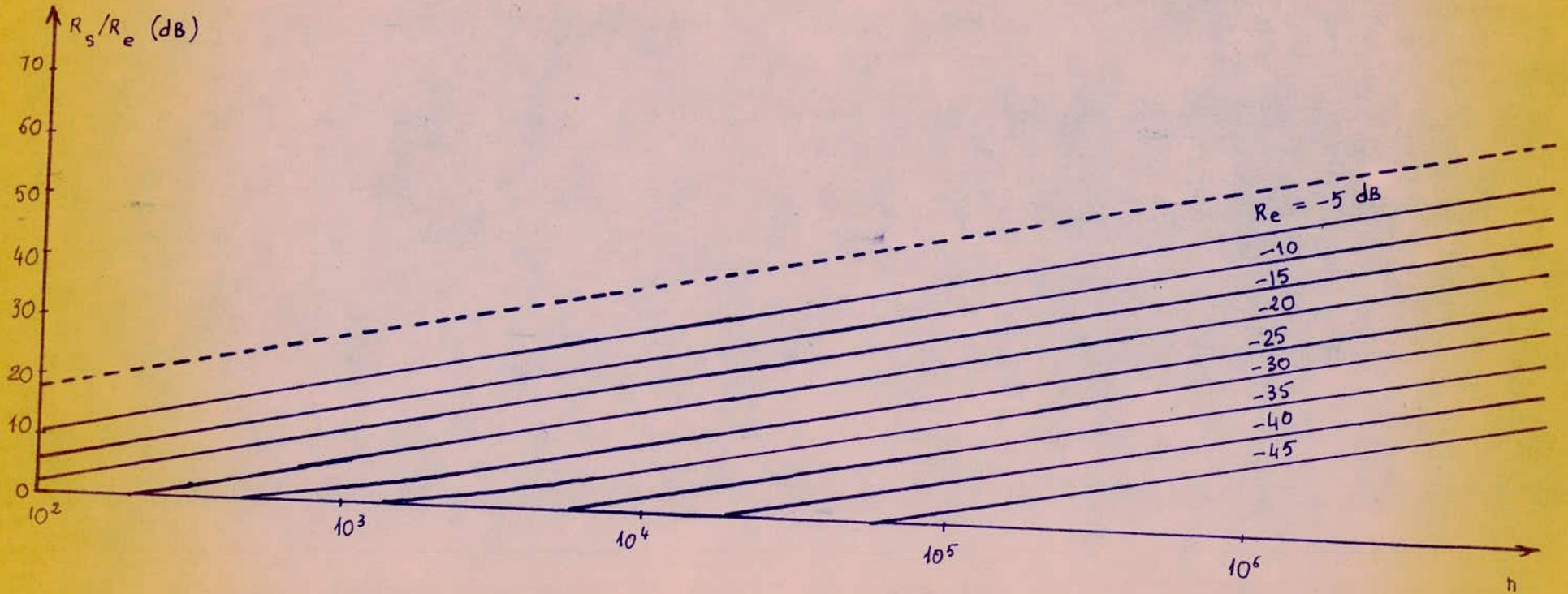
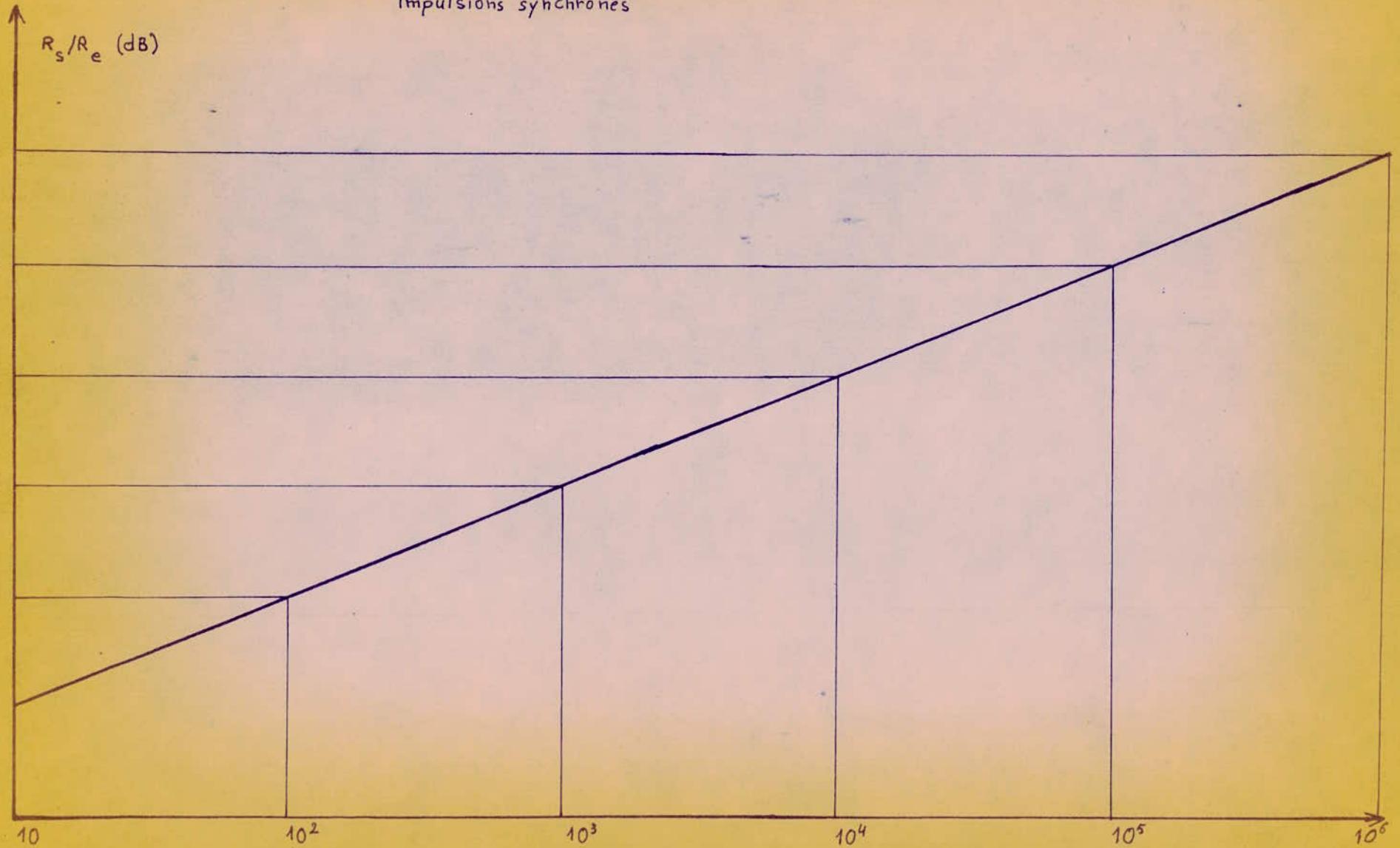
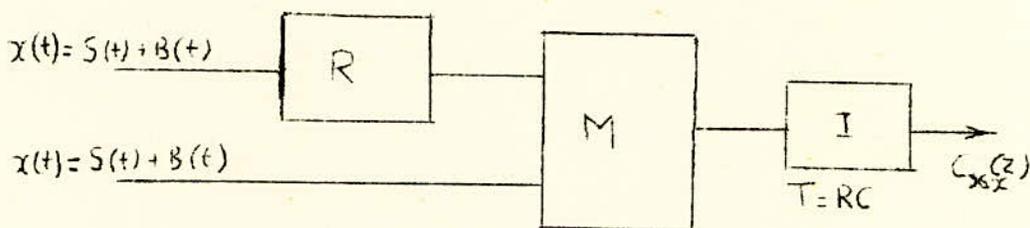


Figure 4. — Gain en rapport signal/bruit par intercorrélation avec impulsions synchrones



SCHEMA DE PRINCIPE D'UN CORRELATEUR



R= retard

M= multiplication

I= intégrateur sur le temps $T = RC$

Principe de fonctionnement:

Aux deux entrées du corrélateur on introduit la même fonction : $S(t) + B(t)$. On effectue le produit de ces deux fonctions après avoir fait subir à l'une d'elles un retard τ puis on intègre c'est à dire on calcule la valeur moyenne .

REMARQUE :

Le nombre n cité ci-dessus signifie que l'on considéré n périodes du signal périodique , T_1 étant cette période ; cela conduit donc à une durée d'intégration nT_1 .

CONCLUSION:

Le tableau suivant montre l'amélioration du rapport $\frac{S}{B}$ à la sortie du corrélateur, ainsi que le gain en rapport $\frac{S}{B}$ sur le mode de détection , avec $R_e = -15$ db et $n = 10^5$:

Mode de détection	R_s (db)	Gain $_{e/s}$ (db)
Détection par autocorrélation	18	31
Détection par intercorrélation	32	47 *
Détection par intercorrélation avec impulsions synchrones	—	50 *

* Indépendant de R_e .

! !
BIBLIOGRAPHIE
! !

- A. SPATARU : Théorie de la transmission de l'information
Tome I "Signaux et bruits" Ed. MASSON & Cie .
(1970)
- A. BLAQUIER : LE bruit de fond Tome 4 Ed. MASSON & Cie .
(1958)
- J. MAX : Les principales méthodes de traitement du signal
(corrélation , analyse spectrale ...) et leurs
applications aux mesures physiques .
E.N.S.E.R.G. (1970)
- J. DUPRAZ : Théorie de la communication et liaisons spatiales
E.S.E. (1969)
- Les revues "LE HAUT PARLEUR" :
- | | |
|---------|------|
| N° 1541 | 1976 |
| N° 1349 | 1972 |
| N° 1591 | 1977 |
- La Revue "ELECTRONIQUE Professionnelle" :
- | | |
|---------|------|
| N° 1353 | 1972 |
|---------|------|
- La revue "ELECTRONIQUE Pour Vous (HI-FI) :
- | | |
|-------|------|
| N° 12 | 1973 |
|-------|------|
- R. MASSCHO : Technique du magnétophone Ed. RADIO .
(1974)

+++++
+ TROIS EME PARTIE +
+++++

ETUDE PRATIQUE

=====

Notre étude pratique est basée sur la réalisation d'une chaîne de compression (à l'enregistrement) dont le schéma synoptique est donné en figure 1, et le schéma réel en figure 8 .

I./ Schéma synoptique :

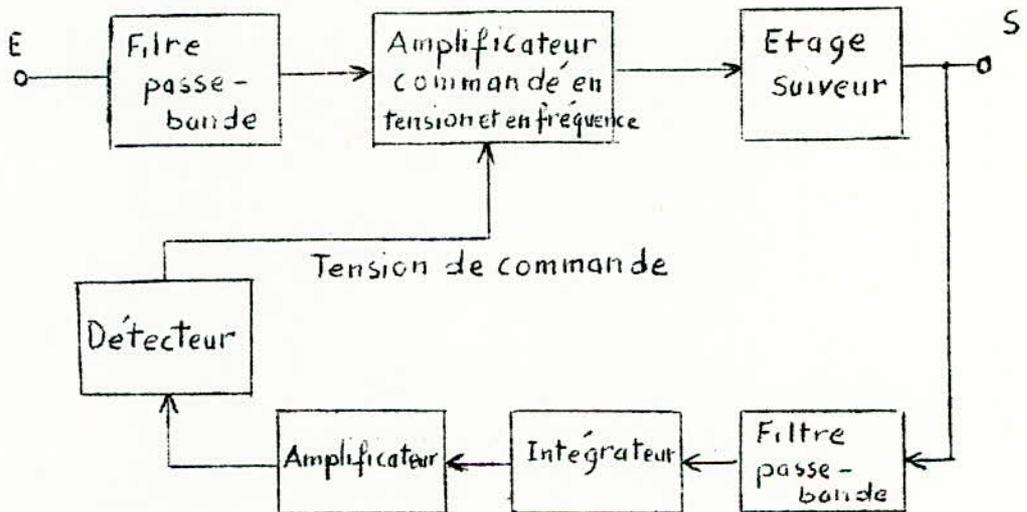


Fig 1: Chaîne de compression

II/ Principe de fonctionnement:

La chaîne de compression commence par un filtre passe-bande. Ce filtre élimine les composantes indésirables qui n'existent pratiquement pas dans la musique (Coupures à 50 Hz et 10 KHz) mais qui seraient susceptibles de modifier le comportement du détecteur. Par exemple ce filtre trouve son application dans la suppression de l'effet dû au bruit de fond TBF d'un tourne-disques. Nous trouvons ensuite un amplificateur commandé en tension et en fréquence, qui agit sur le signal de sortie de deux façons :

1°) Pour un faible signal d'entrée, le signal de sortie varie en fonction de la fréquence.

2°) Pour une augmentation de la tension d'entrée, on note une augmentation de la tension de sortie de telle façon que le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée diminue. Ce dispositif joue donc le rôle d'une commande automatique de gain. Ce gain est contrôlé en détectant et en filtrant le signal de sortie.

Enfin cet amplificateur est suivi d'un étage "suiveur" qui joue le rôle d'adaptateur d'impédances.

un filtre passe bande identique au précédent est branché entre la sortie du compresseur et l'entrée. La bande passante à -3dB de ce filtre est comprise entre 50 Hz et 10 KHz. Les fréquences situées de part et d'autre de cette bande sont atténuées. Celles qui sont au-dessus de 10 KHz ont été supprimées pour améliorer le fonctionnement du détecteur et de l'amplificateur commandé en tension et en fréquence. Car, sans ce filtre, plus on monte en fréquence et plus la tension de sortie augmente ce qui peut provoquer une augmentation de la tension de commande au-delà de 10 KHz.

Au-dessous de 50 Hz, la limitation est imposée pour des raisons de reproduction.

Un étage intégrateur est introduit dans cette chaîne de retour. Son rôle est de limiter le gain, au-delà d'une fréquence (sa fréquence de coupure : 2 KHz) à une valeur déterminée, qui est fonction du signal de sortie, laquelle nous donne le taux de compression du système pour un niveau d'entrée. D'autre part, en réduisant le niveau de ces hautes fréquences, il évite la saturation de l'amplificateur en tension.

Ce dernier, dont le gain est d'environ 100, est connecté à la suite de l'intégrateur et ce, pour faire fonctionner l'étage détecteur en donnant une forte tension entre les bornes de la diode D_1 . Cette tension redressée est filtrée pour être appliquée à la grille du T.E.C.

III., AMPLIFICATEUR COMMANDE EN TENSION
ET EN FREQUENCE

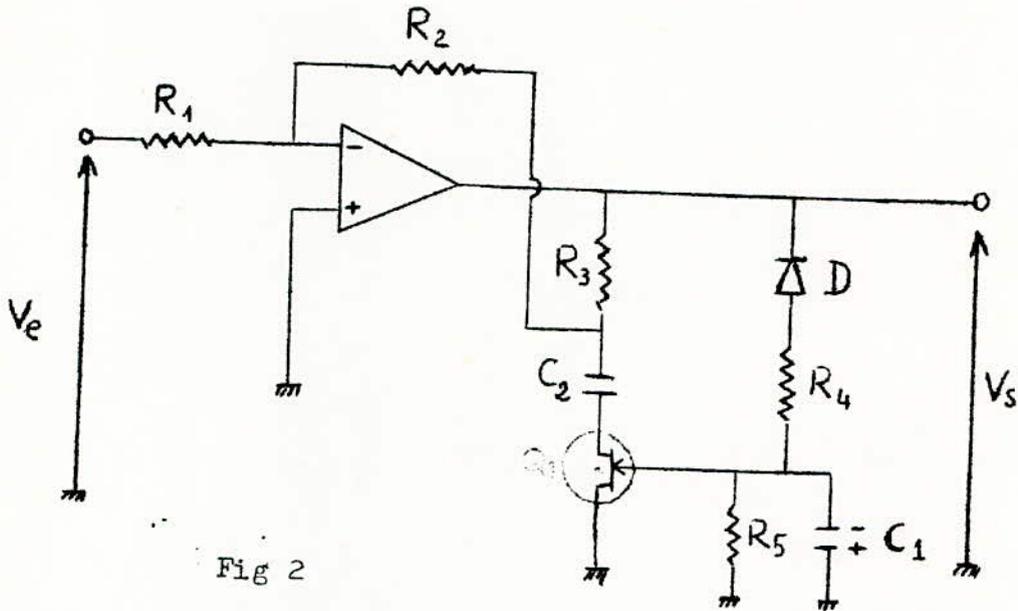


Fig 2

Un amplificateur commandé en tension et en fréquence peut être obtenu en inserant dans la chaîne de contre-réaction d'un amplificateur inverseur, un élément linéaire commandé automatiquement par la tension. (Figure 2).

Dans ce circuit, l'amplificateur opérationnel est utilisé comme amplificateur à courant continu inverseur, son gain étant contrôlé par le diviseur de tension formé par R3 et par le transistor à effet de champ Q1(Rv) .

Soit R_{ds} , la résistance dynamique drain-source; * avec une bonne approximation on a :

$$R_{ds} = \frac{V_p^2}{2I_{DSS} (V_p + V_{GS})}$$

d'où $R_v = R_{ds} + Z_c$ avec $|Z_c| = \frac{1}{C2 \cdot \omega}$

* La résistance R_{ds} a été définie dans la 2° partie.

Donc le gain en tension a pour valeur :

$$\frac{V_c - 0}{R_1} = \left(0 - \frac{V_s R_v}{R_s + R_v} \right) / R_2$$

d'où :

$$A_v = \frac{V_s}{V_c} = \frac{R_2 R_3 + R_v}{R_1 R_v}$$

Dans ce cas particulier, le F.E.T. fonctionne comme une résistance contrôlée par la tension (voir caractéristiques de la figure 7); la polarisation de contrôle étant obtenue après détection et filtrage de la tension de sortie par $D_1 R_4 R_5 C_1$.

Pour une polarisation nulle appliquée à la grille de Q_1 le F.E.T. se comporte comme une résistance de plusieurs centaines d'ohms; avec une polarisation négative élevée, il agit comme un circuit ouvert.

Ainsi, quand un signal de faible amplitude est appliquée à l'entrée de l'ampli, une tension de faible valeur tend à apparaître à sa sortie. Dans ces conditions, la tension de polarisation appliquée à la grille du F.E.T. est faible ; alors celui-ci se comporte comme une résistance de quelques centaines d'ohms . Le réducteur de tension formé par R_3 et R_v provoque alors une très faible contre-réaction de telle sorte que le gain en tension est élevé, ce qui tend à ramener la signal de sortie à un niveau convenable. En revanche, quand un signal de grande amplitude est appliqué à son entrée, l'effet de contre-réaction est accentué, ce qui provoque une diminution du gain.

Dans ce schéma, la valeur de R_1 est choisie sur la base de $200 \text{ K}\Omega / V$ de valeur efficace du signal d'entrée. Comme dans notre étude, la tension de sortie doit être à peu pres au même niveau que la tension d'entrée alors nous avons réalisé cet ampli avec un gain en tension inférieur, ou, au plus égal à 1. Ceci nous a permis de donner aux éléments les valeurs suivantes :

$R_1 = 15 \text{ K}\Omega$; $R_2 = 14 \text{ K}\Omega$; $R_3 = 270 \Omega$.

-60-

La diode AA100 , la résistance $R_5=1\text{ M}\Omega$ ($R_4=100\text{ K}\Omega$) et le condensateur $C_1=1\text{ }\mu\text{F}$ constituent un redressement monoalternance pour les alternances négatives de la tension de sortie. Cette tension redressée et filtrée est appliquée à la grille du T.E.C.

0

IV. FILTRE PASSE-BANDE

Le filtre passe-bande est obtenu par la mise en série d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas (figure 4); la fonction de transfert globale est alors égale à l'addition des fonctions de transfert du passe-bas et du passe-haut (en dB).

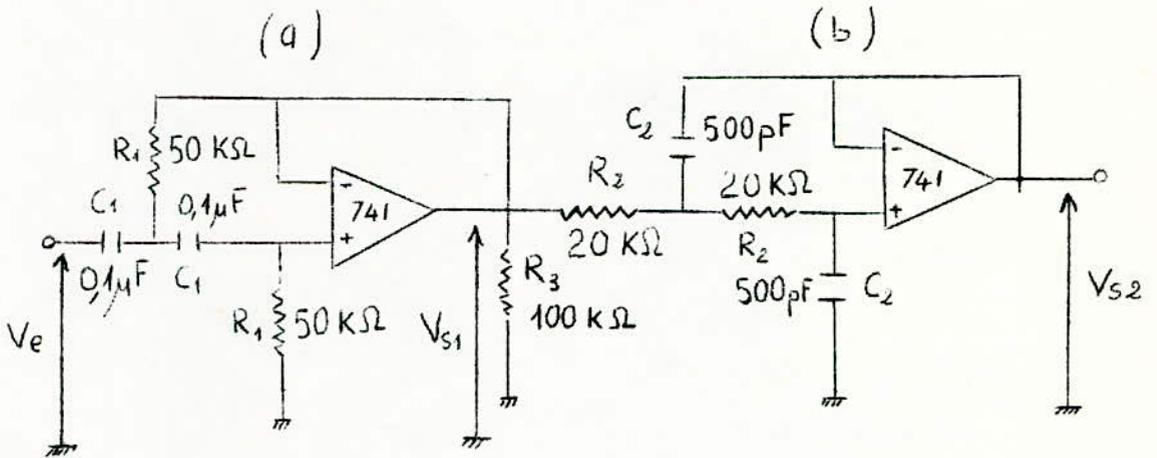


Fig 3 : Schéma du filtre passe-bande

1°/ Fonction de transfert et fréquence de coupure (à -3dB)
du filtre passe-haut (figure 3a).

a/ Fonction de transfert :

$$G1 = \frac{(R1 \cdot C1 \cdot p)^2}{1 + 2R1 \cdot C1 \cdot p + (R1 \cdot C1 \cdot p)^2}$$

$$\text{ou : } G1_{dB} = 40 \log \frac{R1 \cdot C1 \cdot p}{1 + R1 \cdot C1 \cdot p}$$

Sa fréquence de coupure est alors définie comme la fréquence pour laquelle le signal de sortie diminue de 3dB par rapport au signal d'entrée. Au-delà de la fréquence de coupure, le circuit

présente une réponse du deuxième ordre dans laquelle le gain diminue avec la fréquence de 12dB/octave (soit 40dB/décade) .

Ce circuit donne un gain égal à l'unité pour toutes les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure , mais il réduit tous les signaux au-dessous de la fréquence de coupure .

b/ Fréquence de coupure :

à -3dB on doit avoir :

$$\left| \frac{(R_1.C_1.p)^2}{(1 + R_1.C_1.p)^2} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\text{d'où : } \omega_{1c} = \frac{\sqrt{10}}{2R_1.C_1}$$

$$\text{et : } f_{1c} = \frac{1}{4R_1.C_1}$$

Avec le choix de C1 on en déduit R1: (avec $f_{1c} = 50 \text{ Hz}$).

$$C_1 = 0,1 \text{ microFarads}$$

$$R_1 = 50 \text{ Kohms}$$

2°) Fonction de transfert et fréquence de coupure (à -3dB)
du filtre passe-bas (Figure 3b).

a/ Fonction de transfert:

$$G_2 = \frac{1}{(1 + R_2.C_2.p)^2}$$

$$\text{ou : } G_{2Db} = 40 \log \frac{1}{1 + R_2.C_2.p}$$

Ce circuit donne également un gain égal à l'unité pour toutes les fréquences inférieures à la fréquence de coupure, mais il réduit tous les signaux au-dessus de la fréquence de coupure qui sera à nouveau définie comme la fréquence pour laquelle le signal de sortie diminue de 3dB par rapport au signal d'entrée. Au-delà du point de coupure, le circuit a une réponse du deuxième ordre, pour laquelle le gain diminue avec la fréquence de 12dB/octave, soit (40dB/décade) (courbe A).

b. Fréquence de coupure :

à -3 db on doit avoir :

$$\left| \frac{1}{(1 + R_2 C_2 p)^2} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

d'où: $\omega_{2c} = \frac{0,22}{R_2 C_2}$ et $F_{2c} = \frac{1}{10 R_2 C_2}$ qui doit être égale à 10 KHz

ce qui, avec le choix de $C_2 = 500$ pF nous donne : $R_2 = 20$ K Ω

3. Fonction de transfert globale du filtre passe-bande :

$$G_{db} = 20 \log \frac{V_{S2}}{V_{S1}} + 20 \log \frac{V_{S2}}{V_E}$$

ce qui nous donne :

$$G_{db} = 40 \log \frac{R_1 C_1 p}{1 + R_1 C_1 p} + 40 \log \frac{1}{1 + R_2 C_2 p}$$

Les fréquences de coupure étant :

$$F_{1c} = 50 \text{ Hz}$$

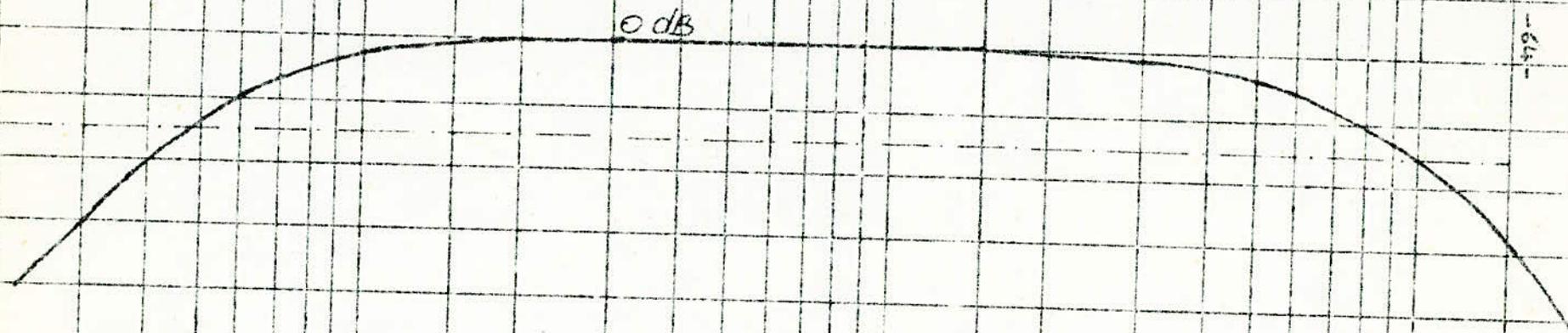
$$F_{2c} = 10 \text{ KHz}$$

la bande passante sera :

$$B = 10000 - 50 = 9950 \text{ Hz avec } Q = \frac{1}{2}$$

La courbe de ce filtre est donnée en figure A.

Courbe (H) : Courbe de réponse du filtre passe bande



0 dB

-20

2 3 4 50 6 7 8 9 100 1.5 2 3 4 5 6 7 8 9 1000 1.5 2 3 4 5 6 7 8 9 10000 1.5 2

V. CIRCUIT SUIVEUR DE TENSION

=====

Un amplificateur opérationnel peut être utilisé comme un suiveur de tension de précision. A cet effet il suffit de le faire fonctionner comme amplificateur non inverseur de gain unité (Fig4).

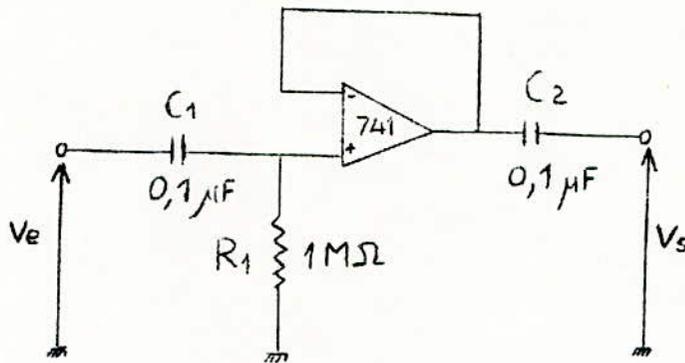


Fig 4

Le schéma de la figure 4 donne le circuit suiveur de tension alternative. Dans ce montage la borne négative est reliée directement à la sortie, ce qui produit une contre-réaction continue de 100%, réalisant ainsi un amplificateur non inverseur à courant alternatif de gain unité. La tension de sortie est identique à celle de l'entrée, c'est pourquoi on dit que la sortie " suit " l'entrée .

C_1 et C_2 sont des condensateurs de liaison qui ont pour effet de bloquer les courants continus à l'entrée et à la sortie . La résistance R_1 qui est branchée entre la borne positive et la masse a pour but de décharger la capacité C_1 et d'assurer la stabilité de l'amplificateur en régime continu . En raison de la présence de cette résistance , le circuit a une résistance d'entrée de 1Mohms; mais il présente une très faible impédance de sortie (qqohms) .

VI. CIRCUIT INTEGRATEUR

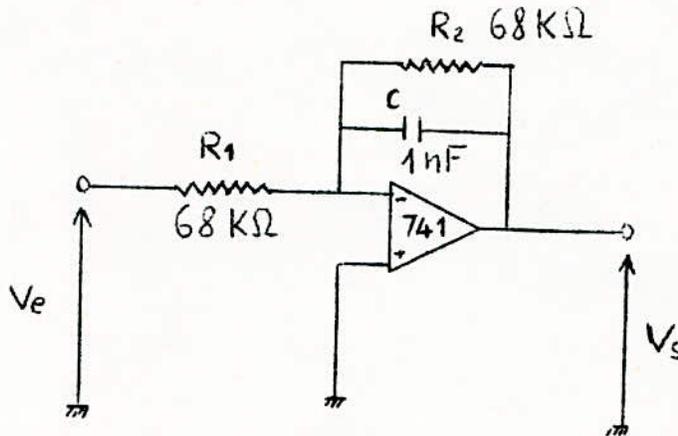


Fig 5

Le montage intégrateur peut être obtenu à partir d'un ampli. opérationnel utilisé en montage inverseur (figure 5). dont la réponse en fréquence est tracée en courbe B.

Ce circuit permet d'avoir une très faible impédance de sortie et une très grande impédance d'entrée .

Fonction de transfert :

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1 (1 + R_2 C_p)}$$

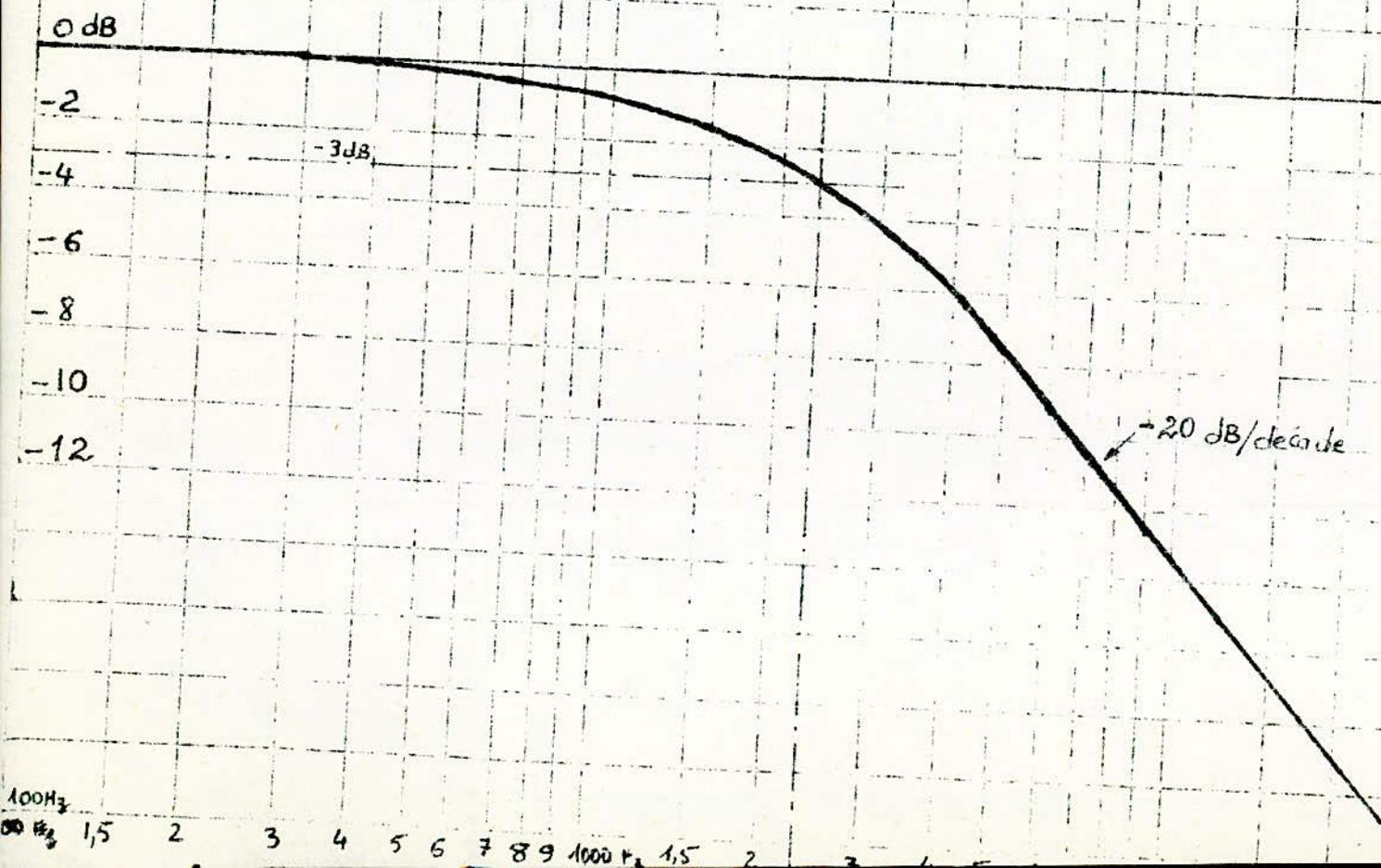
en choisissant $R_2 = R_1 = R$ on a :

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{1}{1 + RC_p}$$

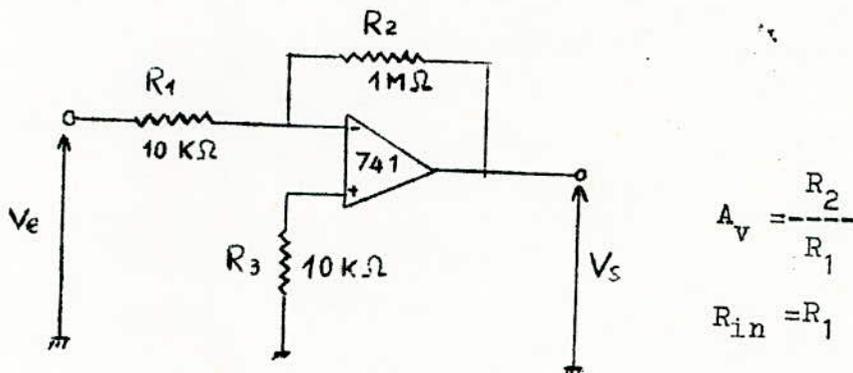
Pour pouvoir réduire le niveau des hautes fréquences on choisit une constante de temps $T = RC = 70 \mu s$ d'où : $F_c = 2,3 \text{ KHz}$ ce qui nous donne :

$$R = 70 \text{ K}\Omega \quad \text{et} \quad C = 1 \text{ nF}$$

Courbe (B) : Courbe de réponse de l'étage INTEGRETEUR



VIII. ETAGE AMPLIFICATEUR



$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$
$$R_{in} = R_1$$

Fig 6

La figure 6 représente un montage qui permet de réaliser un amplificateur de gain en tension 100, soit 40 dB . Dans ce cas, la résistance de contre réaction R2 est branchée entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et la borne d'entrée négative par l'intermédiaire de R1 .

La résistance R3 branchée entre la borne positive et la masse a pour but de réduire la dérive thermique :

$$R_3 = (R_1 // R_2)$$

avec R1=10Kohms et R2 = 1Mohms on a : R3 = 10Kohms
d'où un gain en tension :

$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -100$$

(le signe moins signifie que les deux tensions sont en opposition de phase) .

VIII. MESURES

Le montage donné en figure 8 fonctionne, avec des tensions d'alimentation de 12 et -12 volts, dès qu'on lui applique une tension à l'entrée. Sa valeur varie un maximum de 100 mV et un minimum de 10 mV.

1.- Caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ du F.E.T. 2N4222 (Fig 7):

Ce sont des droites dont la pente varie en fonction de V_{GS} et passant par l'origine: l'espace Drain-Source se comporte donc comme variable avec V_{GS} .

Ex: Pour $V_{GS} = 0$ on a $R_{DS} = \frac{400}{3} = 133,3 \Omega$

$$V_{GS} = -1V \quad R_{DS} = 200 \Omega$$

$$V_{GS} = -2V \quad R_{DS} = 300 \Omega$$

$$V_{GS} = -3V \quad R_{DS} = 700 \Omega$$

N.B: Pour $V_{GS} = -4V$, R_{DS} a une valeur très grande.

La tension de pincement de ce transistor est comprise entre 4 et 8V.

2.- Courbes de compression (Fig C):

Ce sont des courbes de réponse donnant l'amplitude de sortie en fonction de la fréquence avec comme paramètre le niveau d'entrée.

On remarque que pour les faibles niveaux d'entrée, ceux de la sortie sont plus amplifiés (c'est-à-dire plus relevés) que pour les signaux de fort niveau : donc il y a bien une diminution ou augmentation du gain, su vant l amplitude de la tension d'entrée. Ceci est montré par l'exemple suivant:

- Pour $V_e = 40$ mV, on a $V_{GS} = -2V$ et $R_{DS} = 300 \Omega$

ce qui donne un gain $G_1 = 4$ db (pour une fréq. moyenne)

-69 bis -

- Pour $V_g = 80$ mV, $V_{GS} = -3$ V et $R_{DS} = 700$
ce qui pour la même fréquence, donne un gain $G_2 = 1,5$ db

On voit bien que $G_2 > G_1$:

Enfin on peut dire que la compression est plus importante
pour les niveaux faibles (de 3 à 4 db) que pour les niveaux
forts (0,4 db).

REMARQUE:

Il serait préférable d'utiliser un F.E.T 2N3821 dont la tension de pincement est comprise entre 2 et 4V car il est plus facile d'atteindre V_p avec les niveaux forts dans le but d'avoir une résistance R_{DS} très grande et donc un gain presque constant pour ces niveaux.

-0-

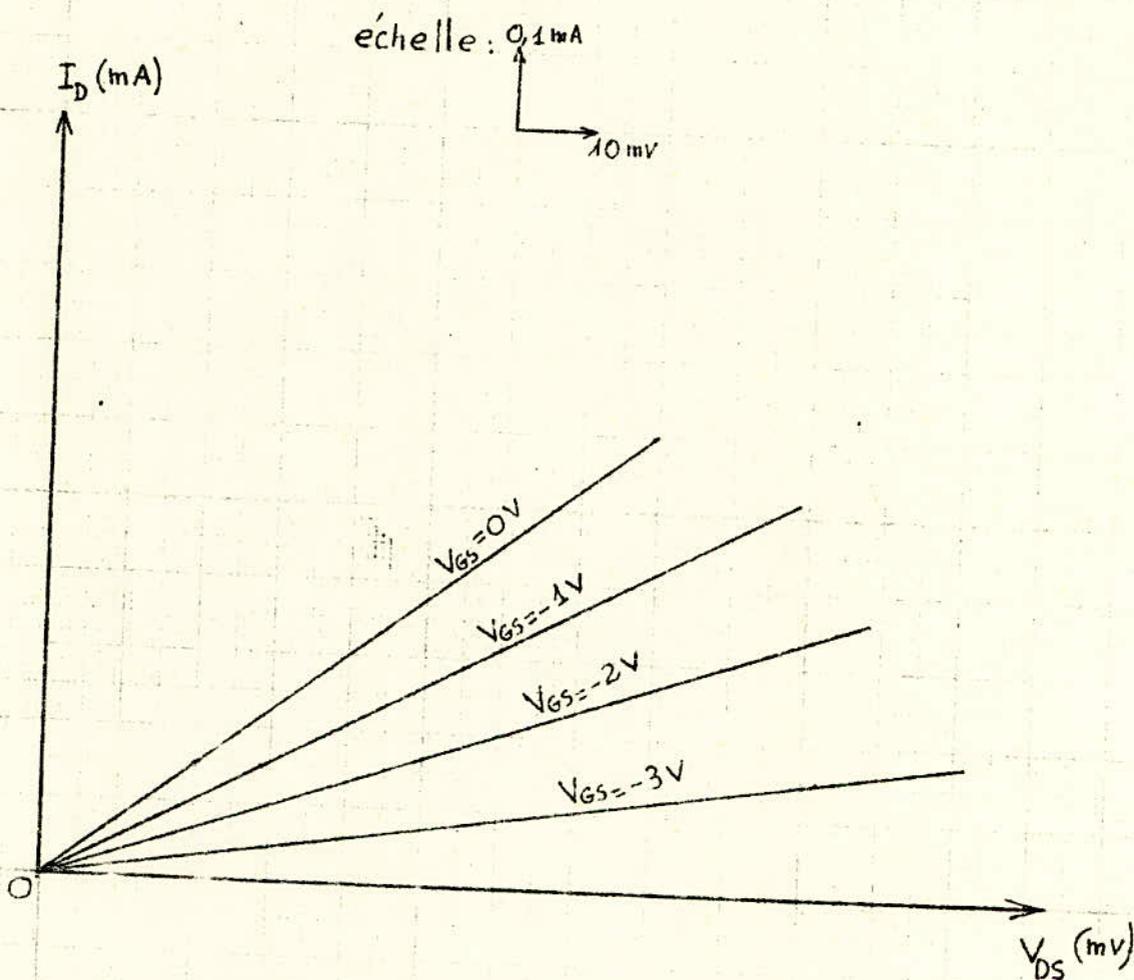


Fig. 7 - Caractéristiques I_D/V_{DS} du T.E.C. 2N4222.

Elles sont relevées très près de l'origine (V_{DS} de moins de 150 mV).
On voit qu'elles ressemblent beaucoup à des droites, dont la pente varie en fonction de la polarisation grille-source, et qui passent exactement par l'origine des coordonnées : l'espace drain-source se comporte donc comme une résistance pure, passive, dont on peut faire varier la valeur par action sur le potentiel de grille.

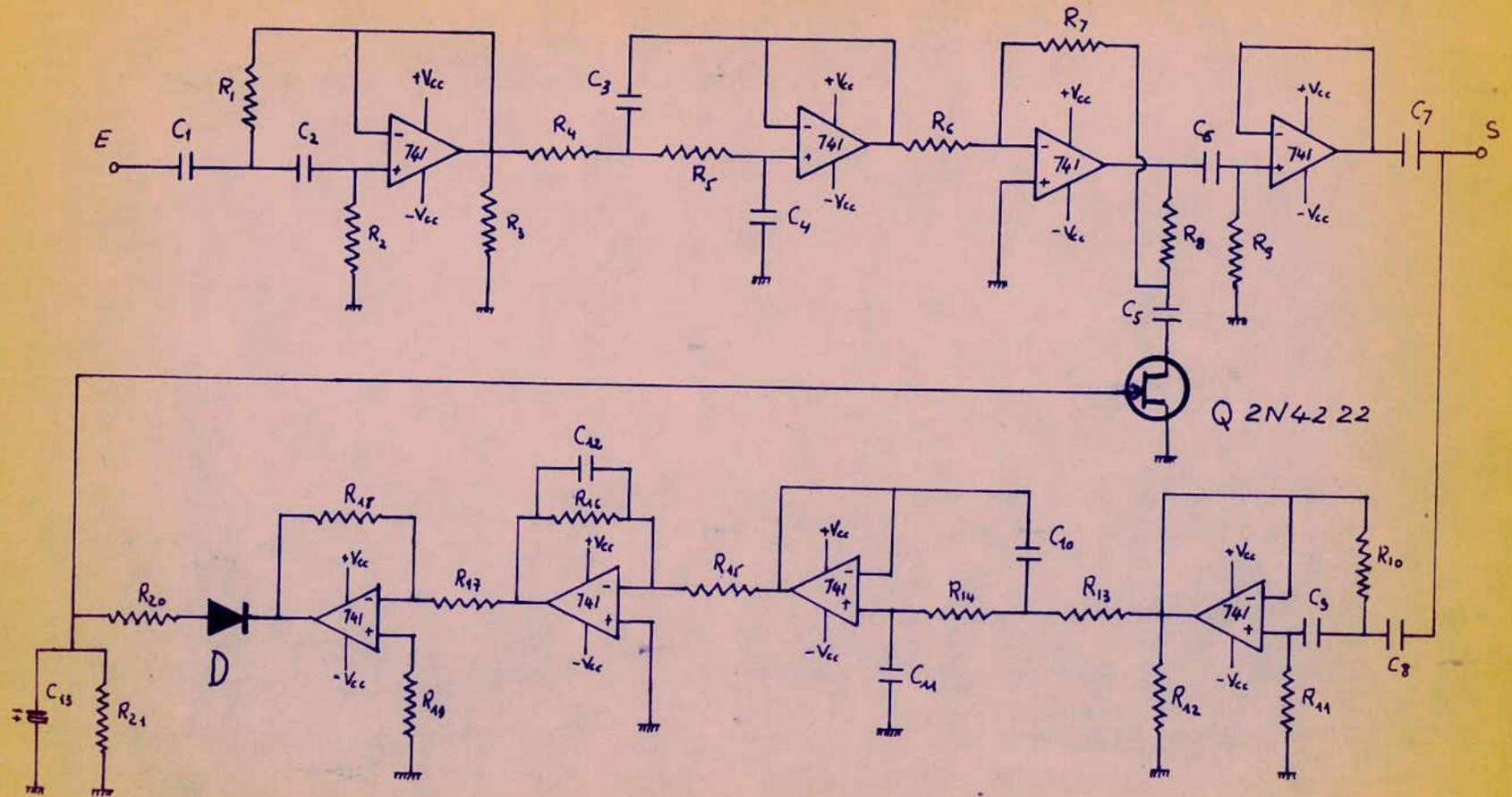


Figure 8 - schéma électronique.

Courbe (C) : Courbes de compression

Niveaux relatifs

0db

2

4

6

8

10

12

14

16

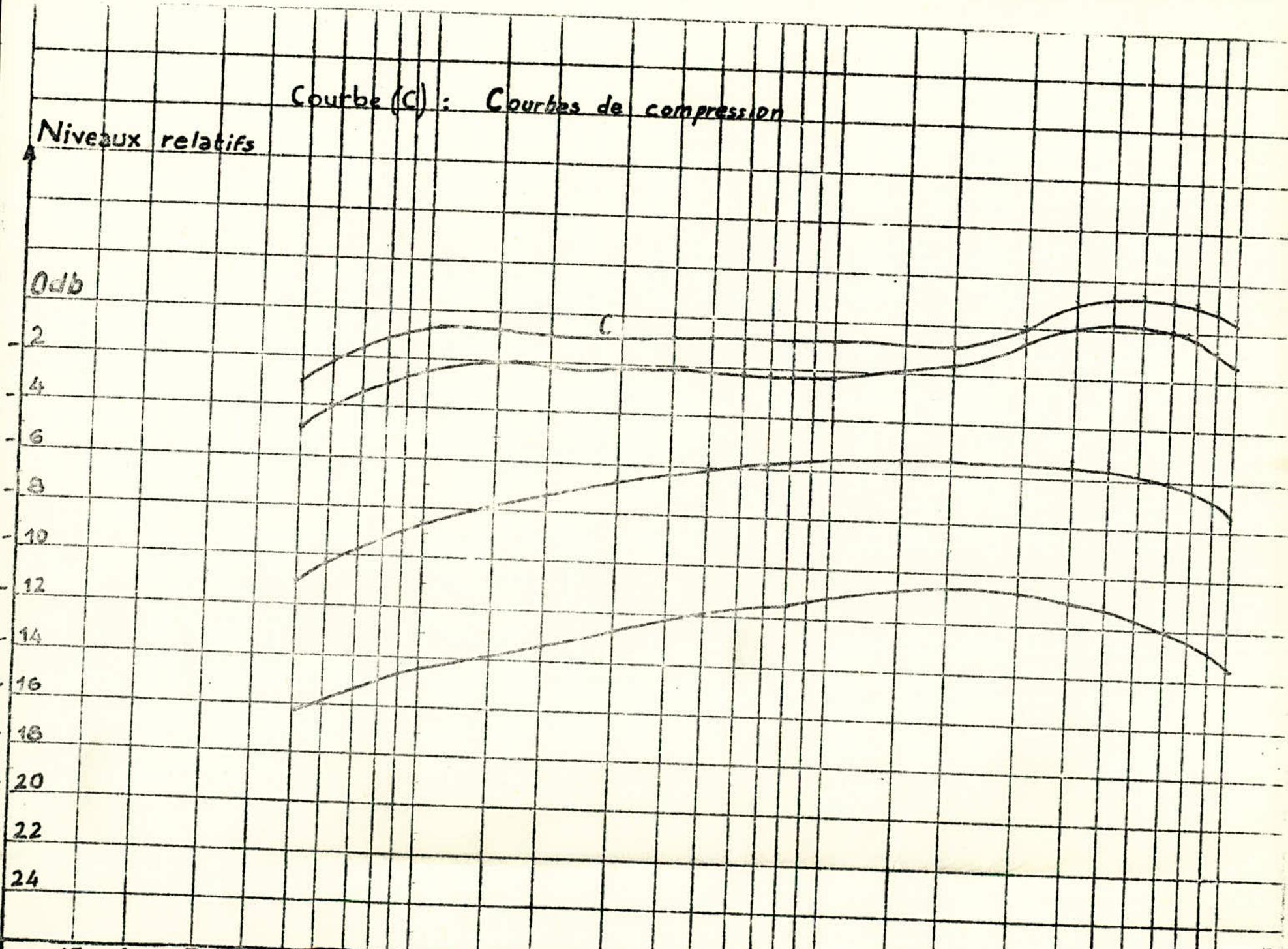
18

20

22

24

C



CONCLUSION

LES SYSTEMES REDUCTEURS DE BRUIT ETUDIES DANS CE PROJET SE RAPPORTENT BEAUCOUP PLUS A L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE, QUELLE QUE SOIT SA NATURE (MUSICALE OU AUTRE) QU'A LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION (PAR FAISCEAUX HERTZIENS, CABLES OU SATELLITES) OÙ L'ON CHERCHE AUSSI A AUGMENTER LE RAPPORT $\frac{S}{B}$ AFIN DE RESTITUER AU MESSAGE SON SENS D'ORIGINE. NOUS^B AVONS DONNE UN APERCU DE CET ASPECT DU PROBLEME EN MONTRANT COMMENT ON AMELIORAIT $\frac{S}{B}$ PAR CORRELATION.

L'ETUDE COMPARATIVE DES REDUCTEURS A MONTRE QUE D'UNE AMELIORATION DE 7 DB EN $\frac{S}{B}$ APPORTEE PAR LE DNL ON EST PASSE A 25 DB MINIMUM POUR LE DBX . IL EST EVIDENT QU'ON PEUT ENCORE, AU FIL DES ANS, AUGMENTER CETTE VALEUR. CEPENDANT IL EST SUR QU'ELLE N'APPORTERAIT PLUS GRAND-CHOSE EN PRATIQUE, MEME POUR UN MELOMANE EXIGEANT; CAR MEME AUX CREUX DE MODULATION, POUR UNE AMELIORATION DE 10 DB APPORTEE PAR LE DOLBY, LE BRUIT EST TROP FAIBLE ($B=S/10$) POUR ETRE PERCU.

DANS LA PARTIE REALISATION DE CETTE ETUDE, LA CHAINE DE COMPRESSION, QUI A ETE REALISEE AVEC DES CIRCUITS INTEGRES μA 741, LARGEMENT REPANDUS SUR LE MARCHE, EST LA PREMIERE PARTIE D'UN REDUCTEUR DE BRUIT, ET ELLE DOIT ETRE COMPLETEE PAR UNE CHAINE D'EXPANSION, PRESENTANT UNE FONCTION DE TRANSFERT EXACTEMENT INVERSE.

NOUS ESPERONS QUE CETTE DERNIERE POURRA ETRE REALISEE, DANS LE CADRE D'UN PROJET (OU MEME MINI-PROJET) POUR COMPLETER CE TRAVAIL ET OBTENIR AINSI UN REDUCTEUR DE BRUIT, COMPLET ET, DANS UNE LARGE PROPORTION, ORIGINAL.

Alger, le 4 JUIN 1978.

! ! BIBLIOGRAPHIE ! !

- R. M. MARSTON (Trad. F. MILSANT) :
110 Etudes pratiques de l'amplificateur
opératinnel. Editions EYROLLES.
(1977)
- J. P. OEHMICHEN : Transistors à effet de champ
Editions RADIO .
(1969)
- P. BILDSTEIN : Filtres actifs
Editions RADIO .
(1976)
- M. AUMIAUX : Pratique de l'electronique
Tome 1 "L'AMPLIFICATION"
MASSON
(1977)
- M. AUMIAUX : Pratique de l'électronique
Tome 2 "comparateurs , filtres actifs ,
techniques numériques "
MASSON
(1977)

