

8/96

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'électronique



المركز الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'Etudes

THEME

ETUDE ET REALISATION D'UN ANALYSEUR DE
SPECTRE
POUR UN SIGNAL AUDIO

PROPOSE PAR :

M^{lle} M. GUERTI

ETUDIE PAR :

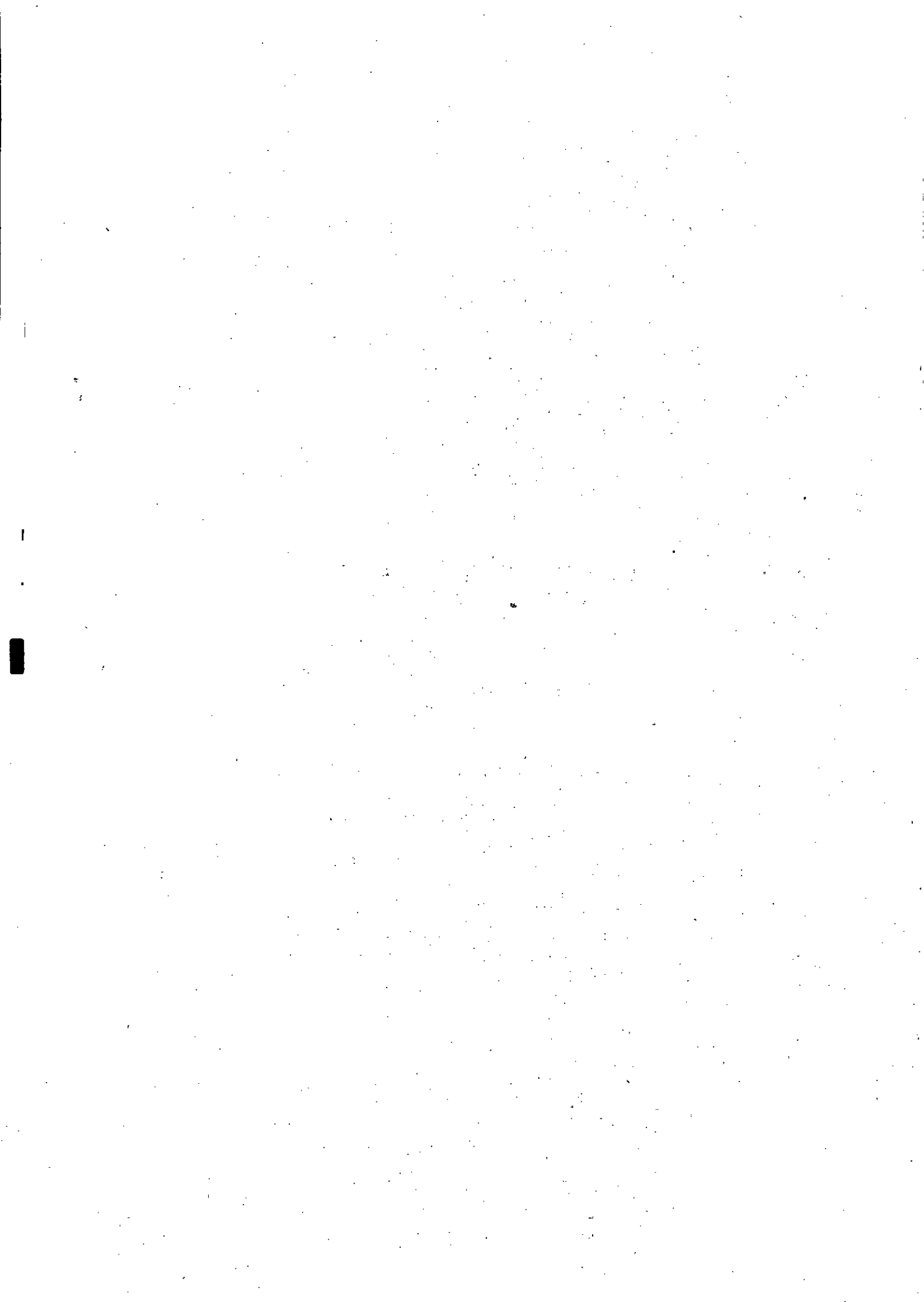
M' A. SOUCI
M' K. SERDOUK

DIRIGE PAR :

M^{lle} M. GUERTI
M' M. HADDADI



Promotion 96
ENP 10, Avenue Hassen Badi El-Harrach Alger



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'électronique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'Etudes

THEME

ETUDE ET REALISATION D'UN ANALYSEUR DE
SPECTRE

PROPOSE PAR :

M^{lle} M GUERTI

ETUDIE PAR :

M^r A SOUCI
M^r K SERDOUK

DIRIGE PAR :

M^{lle} M. GUERTI
M^r M. HADDADI



Promotion 96

ENP 10, Avenue Hassen Badi El-Harrach Alger

DEDICACES



Je dedie ce travail

Tout d'abord à ma très douce mère Guezala et à mon très cher père Djemoui

à mon petit frère bien aimé El-Hachemi

à ma généreuse soeur aînée Islam et son mari Oukba, ainsi que toute sa famille

à mon adorable petite soeur Sonia

à mes deux frères jumeaux, Fathi et Salim

à toute ma famille

à tous mes amis

à toutes les personnes que j'ai eu l'occasion de les connaître durant ces années d'études

et plus spécialement à une personne que j'aurais aimé la rencontrer dans d'autres circonstances !

et enfin à mes petites cousines, que je n'ose pas les oublier Manel, Neram et Narimen.

Kheir - eddine

Je dedie ce modeste travail

A ma très chère mère Hadi, à mon père EL-HADI priant dieu de les protéger et les garder sains et saufs

A mon petit frère Oussama

A mes deux soeurs Amel et Souad ainsi que mes deux frères Belgacem et Bachir que j'aime énormément

A toutes ma famille et mes proches à HASSI-MESSAOUD et EL-OUED.

OMAR



Remerciements

Nous saisissons l'occasion qui nous est donnée, pour exprimer notre profonde reconnaissance à Mademoiselle M. Guerti, et saluer son sens de responsabilité. Toujours encourageante, elle n'a cessé de prodiguer son temps et ses conseils pour faire aboutir ce travail. Nous la remercions profondément d'avoir accepté de diriger notre travail.

Nous avons une profonde gratitude pour Monsieur M. HADDADI qui nous a toujours conseillé et fait profiter de ses connaissances de bon coeur.

Nous remercions aussi toutes les personnes, qui ne serait ce que d'une parole d'encouragement, nous ont aidé dans la réalisation de cette thèse.

TABLE DES MATIERES



INTRODUCTION GENERALE

1

CHAPITRE 1 : NOTIONS FONDAMENTALES SUR LA PAROLE

1.1 Introduction	3
1.2 Génération d'un signal de la parole	3
1.3 Etude anatomique de l'oreille	5
1.3.1 L'oreille externe	5
1.3.2 L'oreille moyenne	6
1.3.3 L'oreille interne	7
1.4 Qualités physiologiques du son (sons musicaux)	8
1.4.1 La hauteur	8
1.4.2 L'intensité	8
1.4.3 Le timbre	8
1.5 Nature physique d'un son musical	8
1.6 L'oreille et l'intensité des sons	9
1.6.1 Domaine d'audibilité de l'oreille	9
1.6.2 Sonorité ou intensité auditive	10
1.7 Conclusion	13

CHAPITRE 2 : ETUDE DE L'AMPLIFICATION

14

2.1 Introduction	14
2.2 Les microphones	14
2.2.1 Caractéristiques des microphones	14
2.2.2 Classification des microphones	15
2.3 Etude de la préamplification	20
1.3.1 Préamplificateur inverseur	20
1.3.2 Préamplificateur non inverseur	21
2.4 Etude de l'amplification en puissance	23
2.4.1 Caractéristique d'un amplificateur de puissance	23
2.4.2 Amplificateur de puissance classe A	25
2.4.3 Amplificateur de puissance classe B	27
2.5 Conclusion	32

CHAPITRE 3 : ETUDE DES FILTRES PASSE BANDES DE DEUXIEME ORDRE

3.1 Introduction	33
3.2 Caractéristiques d'un filtre passe bande	33
3.3 synthèse des filtres passe-bandes du deuxième ordre	35
3.3.1 Structure à contre réaction simple	36
3.3.2 Filtre passe-bande à contre réaction simple	39
3.3.3 Structure à contre réaction multiple (structure de Rauch)	40
3.3.4 Filtre passe-bande à contre réaction multiple	40
3.3.5 Filtre à source contrôlée à réaction simple	41
3.3.6 Filtre passe-bande à source contrôlée	43
3.4 Conclusion	44

CHAPITRE 4 : VISUALISATION DU SPECTRE

4.1 Introduction	
4.2 Détection de la valeur crête d'un signal BF	46
4.3 Comparateurs	50
4.3.1 Principe d'un comparateur	50
4.3.2 Détecteur tout ou rien	50
4.4 Choix d'un comparateur	52
4.4.1 Courant d'entrée	52
4.4.2 Tension d'entrée différentielle maximale	52
4.4.3 Gain	52
4.4.4 L'immunité au bruit	52
4.4.5 La vitesse	52
4.4.6 Stabilité	53
4.5 Conclusion	54

CHAPITRE 5 : ETUDE PRATIQUE DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

5.1 Introduction	55
------------------	----

5.2 La préamplification	
5.3 Etage de puissance	
5.4 Filtre passe-bande	
5.5 Partie visualisation	
5.6 Circuit imprimé	



56
56
59
60
62

CONCLUSION GENERALE	
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE	

64
65
67

INTRODUCTION GENERALE

la parole et la musique appartiennent toutes deux au domaine du son qui est une sensation produite au niveau de l'oreille par les vibrations d'un corps sonore, véhiculées le plus souvent par l'air.

On peut analyser un phénomène sonore en l'assimilant à un objet tridimensionnel à savoir, la fréquence, la durée et l'intensité ou le niveau sonore. En présence d'un phénomène sonore quelconque, on peut donner une image de son évolution en intensité au cours de sa durée, mais c'est la représentation spectrale du phénomène sonore qui est la plus passionnante, car elle révèle le niveau respectif des différentes fréquences qui constituent un signal audible qui aura été décomposé en un grand nombre de bandes à l'aide d'une grande quantité de filtre à réponse étroite.

Un analyseur de spectre, est donc l'appareil électronique qui permet de visualiser sur un écran cathodique ou autre le module de l'amplitude en fonction de la fréquence, des divers raies spectrales d'un signal. Ce sera l'objet de notre réalisation.

Cette réalisation qui va servir comme maquette des travaux pratiques au laboratoire d'acoustique, représente un analyseur de spectre disponible dans la vaste gamme de mesure audio, il s'agit de décomposer un signal audible en dix bandes de fréquences et d'afficher le niveau acoustique atteint par chacune d'elles. C'est en quelque sorte un vumètre capable d'analyser très finement le dosage des diverses fréquences présentes dans un signal complexe, relevé à partir d'un microphone ou prélevé sur une autre source musicale quelconque.

Et pour pouvoir avoir une idée sur le son produit par telle ou telle fréquence, on a ajouté à notre réalisation un amplificateur de puissance classe B du type Push-pull de faible puissance, relié à la sortie du préamplificateur.

Dans ce cadre d'étude et réalisation d'un analyseur de spectre, nous avons élaboré ce travail qui contient :

Chapitre 1 :

Contient en quelque sorte des rappels sur l'anatomie de l'oreille, la production du son ainsi que ses différentes caractéristiques.

Chapitre 2 :

Ce chapitre est consacré à l'étude de la partie amplification, commençant par une comparaison entre les différents types de microphones, en passant par l'étage de préamplification et enfin l'étage de puissance.

Chapitre 3 :

Ce chapitre traite la partie filtrage, en effectuant une étude comparative entre les différentes structures des filtres passe-bandes, en expliquant le choix de la structure choisie ainsi que le nombre de filtres passe-bandes utilisés.

Chapitre 4

Dans ce chapitre se trouve la partie visualisation, constitué d'un étage de détection de crête, suivie de dix comparateurs intégrés affichant pour chaque fréquence, sur dix LED non multiplexées, le niveau sonore correspondant.

Chapitre 5 :

C'est la partie pratique, où se résume tout le calcul pratique des différents composants, ainsi que les tests établis et les difficultés rencontrées lors de la réalisation de notre maquette et enfin le tracé du circuit imprimé.

CHAPITRE 1

NOTIONS FONDAMENTALES SUR LA PAROLE

1.1 Introduction

La complexité du signal de la parole à toujours représenter un obstacle pour la recherche dans ce domaine. Donc la connaissance des modes de production des sons est obligatoire pour l'étude de la parole.

1.2 Génération d'un signal de parole

La parole résulte de l'action volontaire et coordonnée de l'appareil respiratoire. Ce dernier fournit l'énergie nécessaire lorsque l'air des poumons est expiré par la traché artère. Au sommet de celui-ci les cordes vocales modulent la pression de l'air.

Ce signal issu de la source vocale est modifié lors de la traversée du conduit vocal. Ce dernier est un ensemble de cavités entre la glotte et les lèvres. Il contient la cavité pharyngienne, la cavité buccale et, en dérivation de la cavité nasale [1].

C'est la soufflerie pulmonaire qui fixe la force, l'intensité et la durée de l'émission sonore. Le vibreur laryngé fixe l'intonation. Les cavités de résonance, quant à elles, fixent la qualité et le timbre du son.

La position des mâchoires, des lèvres, de la luvette et de la langue va déterminer les résonances caractéristiques du son prononcé qui se traduisent par une concentration de la puissance sonore dans des zones de fréquences appelées (formant). C'est la position des trois premiers formants qui caractérise le timbre vocalique (Fig 1.1 et Fig 1.2).

-F 1 naît dans la cavité résonante comprise entre le larynx et le dos de la langue .

-F 2 naît dans la cavité résonante située entre le dos de la langue et les lèvres.

-F 3 depend de l'aperture des lèvres

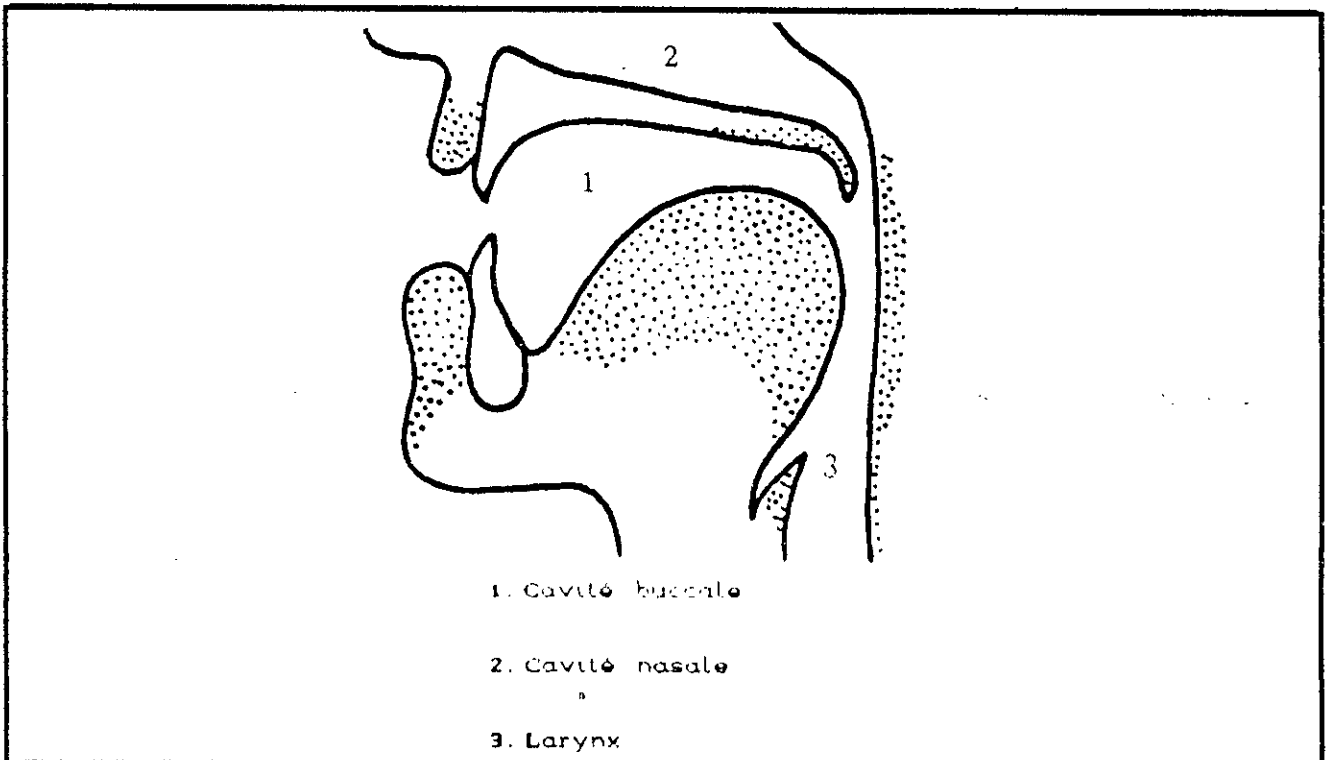


Fig 1.1 : Parties mobiles de la bouche et du pharynx (en pointillé) permettant la structuration résonnante de ces cavités[5]

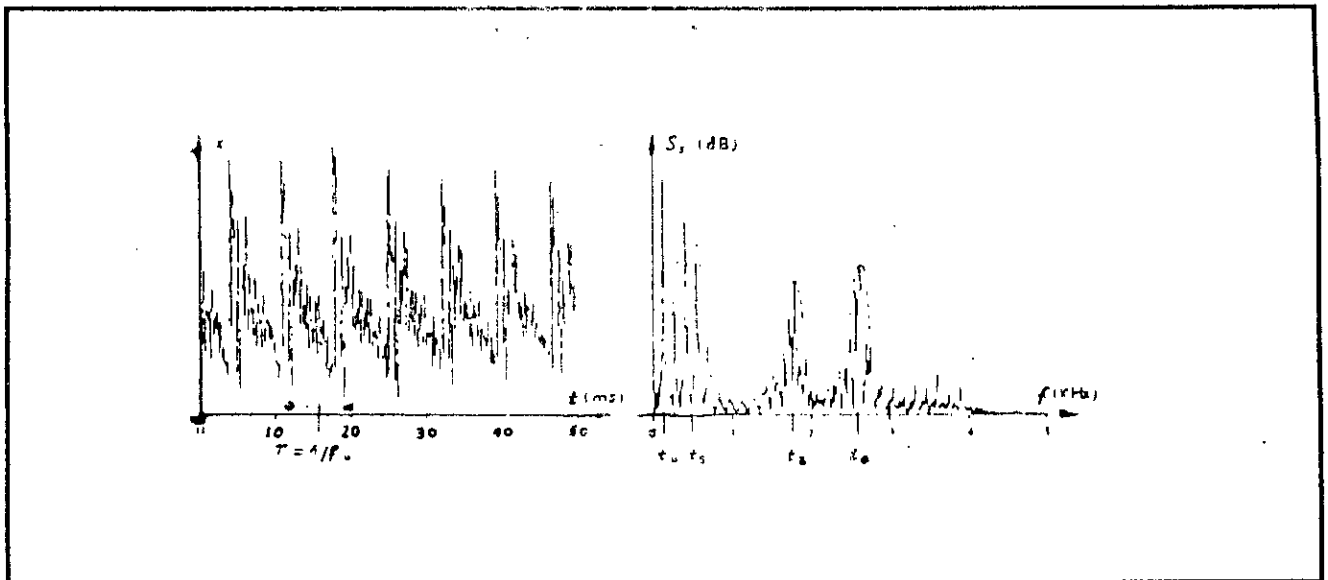


Fig 1.2 : un signal vocal voisé et son spectre

1.3 Etude anatomique de l'oreille

L'oreille humaine comprend essentiellement trois parties, l'oreille externe moyenne et interne. Cette dernière contient les cellules sensorielles reliées au cerveau par le nerf auditif, les deux premières ne sont que des organes de réception et de transmission.

1.3.1 L'oreille externe

L'oreille externe comprend le pavillon qui est une sorte de cornet acoustique ou d'organe collecteur se prolongeant par le conduit auditif externe (Fig 1.3).

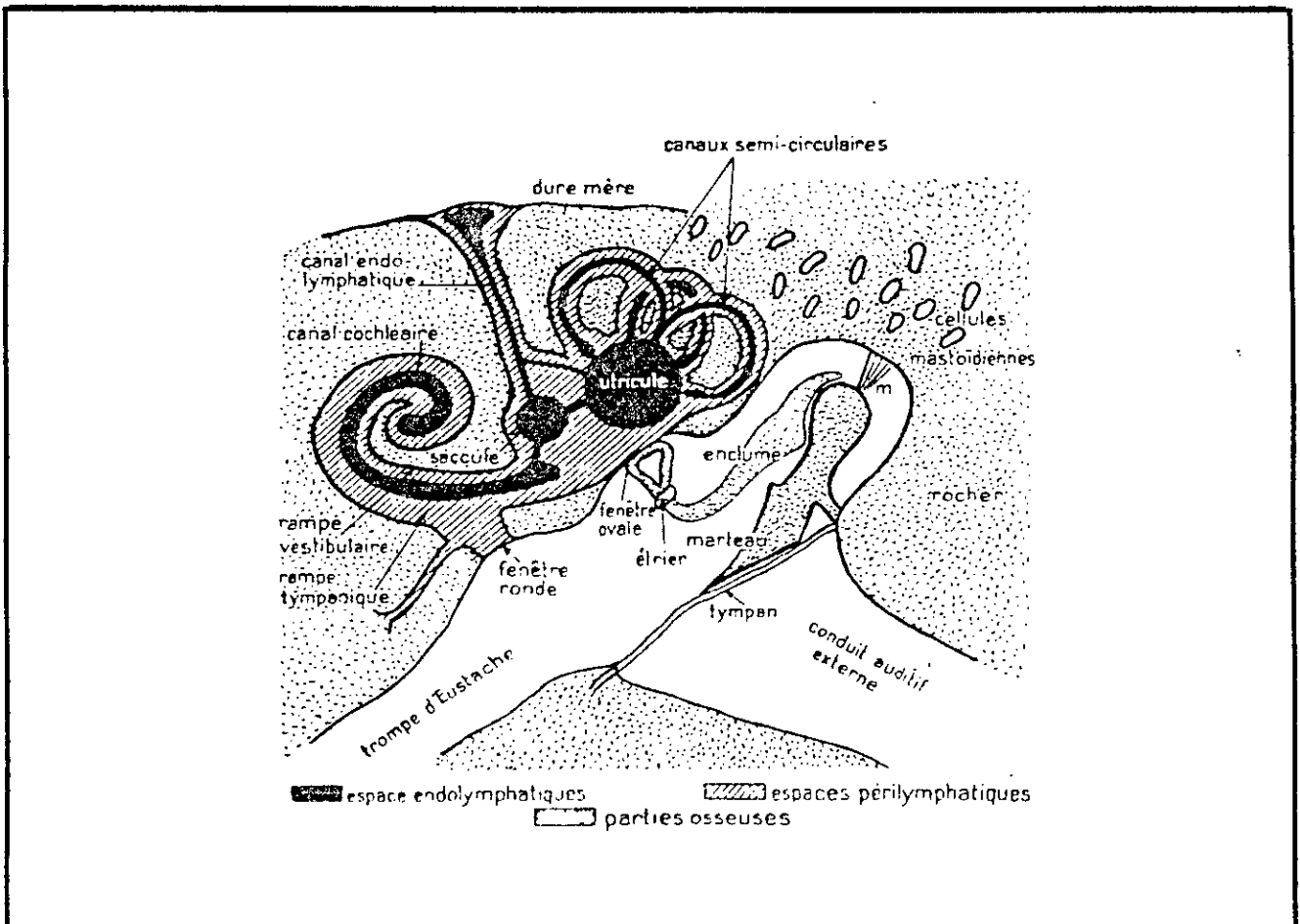


Fig 1.3 : schéma de l'oreille [1]

1.3.2 L'oreille moyenne

L'oreille moyenne est constituée par la chaîne des osselets à l'intérieur d'une cavité irrégulière (Fig. 1.3), plus ou moins aplatie, la caisse du tympan, pleine d'air et en communication pendant le phénomène de déglutition par la trompe d'Eustache avec les fosses nasales et le pharynx. Il y a alors équilibre entre la pression de l'air dans la caisse du tympan et la pression extérieure.

L'oreille est effectivement très sensible à une différence notable entre ces deux pressions ce qui se produit par exemple en avion lorsque celui-ci monte ou descend rapidement.

1.3.3 L'oreille interne

L'oreille interne présente une structure compliquée formée du labyrinthe osseux, cavité entièrement creusée dans le rocher, c'est-à-dire la partie la plus dure de l'os temporal. On y remarque entre autres organes les canaux semicirculaire .

L'oreille interne est remplie d'un liquide dont la pression doit être sensiblement celle du liquide céphalo-rachidien (10 cm d'eau au dessus de la pression normale).

1.3.3.1 Le limaçon

Le limaçon (petit sac membraneux flottant) est une cavité en spirale divisée en deux par la lame spirale. Sur celle-ci est appliquée la membrane basilaire formée des fibres transversales. Contre cette membrane et le canal cochléaire sur les parois sur lequel se trouvent les organes de sortie

Les variations de pressions extérieures font vibrer le tympan, par l'intermédiaire des osselets, les vibrations sont transmises au liquide de l'oreille interne. L'impédance du tympan est adaptée parfaitement à l'impédance de l'air ambiant pour des fréquences de 500 à 1000 Hz et la chaîne des osselets est chargée d'adapter l'impédance du tympan à celle beaucoup plus élevée du liquide du limaçon. Le potentiel d'action (Fig 1.4) que l'on peut mesurer dans l'oreille interne en fonction de suppression appliquée sur le tympan. L'oreille se comporte donc ainsi comme un vrai microphone.

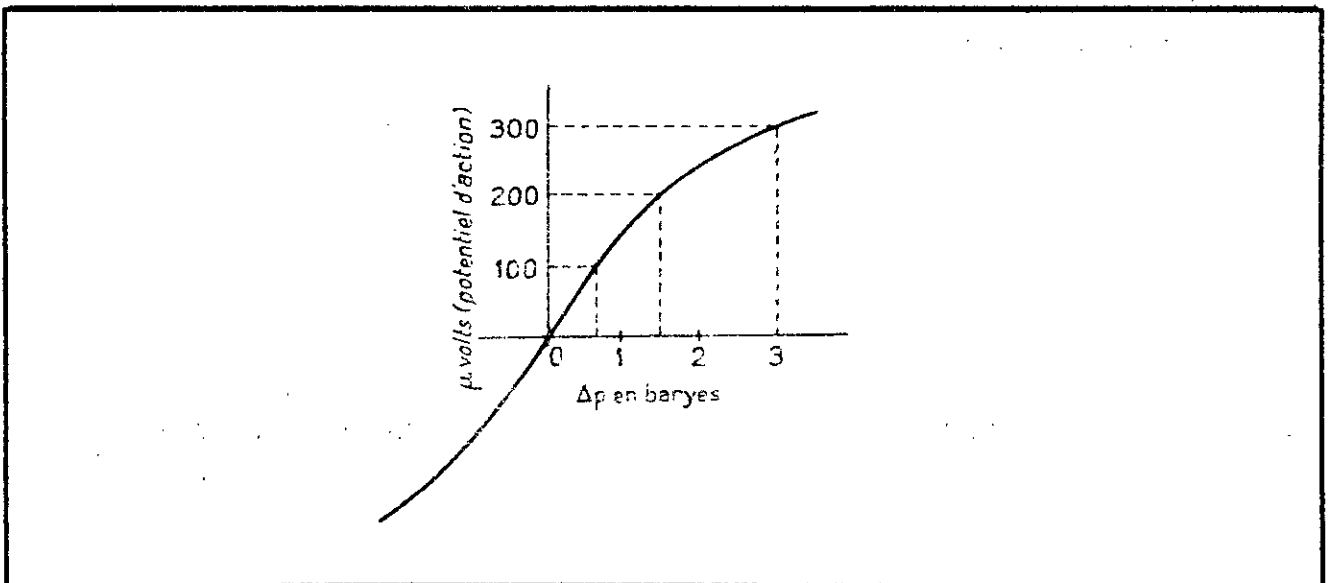


Fig 1.4 : Courbe caractéristique de l'oreille [1]

1.4 Qualités physiologiques du son (sons musicaux)

Les sons dits musicaux se caractérisent par le fait qu'ils provoquent diverses sensations sur l'oreille que l'on désigne sous le nom de hauteur, d'intensité et de timbre.

1.4.1 La hauteur

La hauteur est la qualité par laquelle nous classons les sons en aigus et graves. Un son aigu est un son qui est localisé au niveau des hautes fréquences. Un son grave est localisé au niveau des basses fréquences.

1.4.2 L'intensité

Des sons de même hauteur peuvent être plus ou moins forts, plus ou moins faibles. On dit qu'ils sont plus ou moins intenses. L'intensité d'un son est d'autant plus grande que l'oreille est plus fortement impressionnée.

1.4.3 Le timbre

Il caractérise des sons de même hauteur émis par des instruments différents. Pour un même instrument il dépend du mode d'attaque. De même les personnes ont des timbres de voix nettement différents les uns des autres.

1.5 Nature physique d'un son musical

Le caractère essentiel d'un son musical est donc d'être périodique. Or, un tel son sera caractérisé par sa fréquence, l'amplitude de ses variations et aussi par sa forme ou sa composition. Tout phénomène périodique en effet comme nous l'apprend le théorème de Fourier, est décomposable en une série de phénomènes sinusoïdaux.

1.6 L'OREILLE ET L'INTENSITE DES SONS

1.6.1 Domaine d'audibilité de l'oreille humaine

Pour être entendu un son nécessite une certaine puissance. L'amplitude de la surpression dans l'oreille humaine doit dépasser une limite déterminée qui constitue le seuil d'audibilité. Celui-ci varie évidemment d'un individu à un autre, mais dans des limites assez étroites et il dépend surtout et essentiellement de la fréquence.

L'oreille est particulièrement sensible aux sons de 1000 à 4000 Hz pour lesquels l'oreille arrive à déceler une surpression de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes, limite à peu près universellement adoptée.

$$\Delta P = Z_c \cdot U \quad (1.1)$$

$$U = W \cdot X \quad (1.2)$$

Donc

$$X = \frac{\Delta P}{Z_c \cdot \omega} Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} \quad (1.3)$$

ΔP est l'énergie acoustique

U est la vitesse acoustique

Z_c est l'impédance acoustique

Pour la fréquence 2000 Hz, on aura un déplacement inférieur au libre parcours moyen des molécules. Quant à la puissance émise par centimètre carré, elle est :

$$\Delta P \cdot U = \frac{\Delta P^2}{Z_c} \quad (1.4)$$

L'audition des sons graves et des sons sur aigus nécessite des variations de puissance beaucoup plus considérables.

Il faut 10^4 fois plus d'énergie pour produire un son audible vers 40 Hz jusqu'à 100 Hz. La limite supérieure se fixe aux environs de 15000 Hz. De 20000 Hz pour les enfants elle tend à 12000 Hz pour les vieillards. Certains animaux comme les chauves souris et les chiens, sont sensibles à des sons de 30000 Hz qui pour l'homme sont des ultrasons.

Au fur et à mesure que l'énergie du son croît, il est naturellement apprécié par l'oreille comme de plus en plus intense, mais à un moment donné l'audition devient désagréable puis douloureuse. On est au seuil des sensations douloureuses et ce nouveau seuil dépend beaucoup de la fréquence.

Au - delà de la limite de la douleur, non seulement l'oreille accuse une souffrance mais elle peut être abîmée et ses propriétés auditives altérées, il peut par exemple s'ensuivre des cas de surdités. Le seuil d'audibilité et celui de la sensation douloureuse est donnée en fonction de la fréquence (Fig 1.5). On a porté en ordonnées l'amplitude de supression.

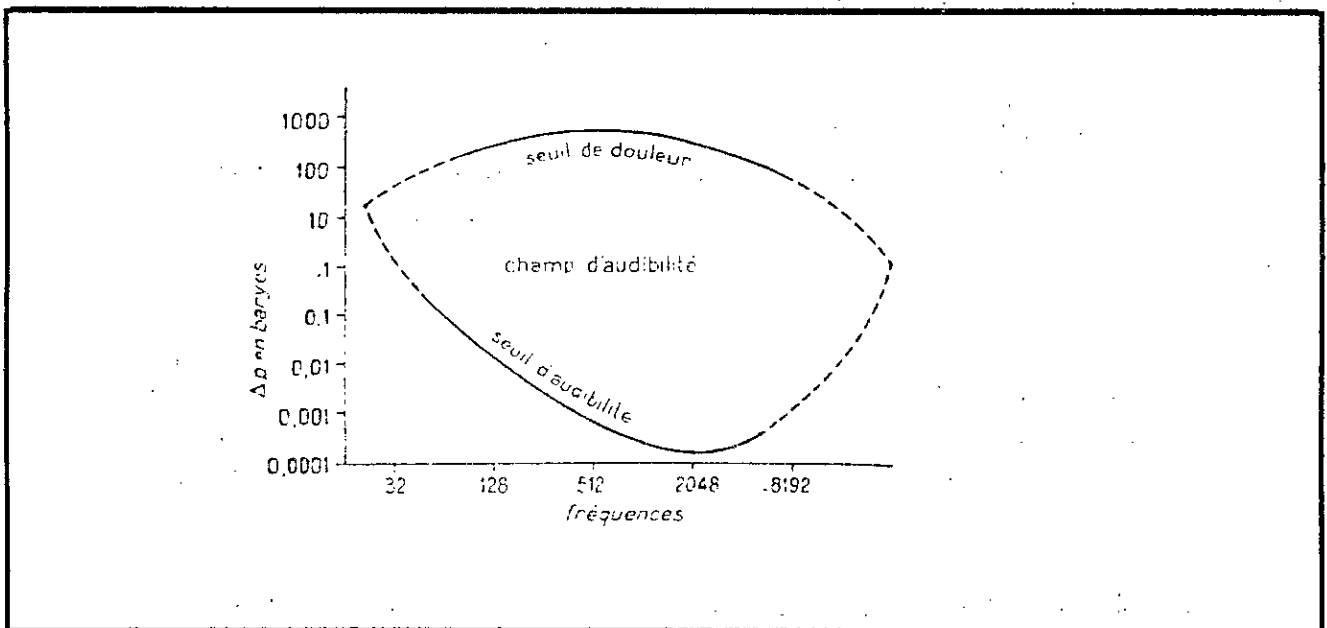


Fig 1.5 : Seuil d'audibilité [4]

Les courbes ne se rejoignent pas. C'est qu'il est difficile d'obtenir les points correspondants, la souffrance se faisant sentir en même temps que la sensation d'audibilité et même avant pour les sons les plus aigus [1].

1.6.2 Sonorité ou intensité auditive

L'oreille est relativement peu sensible. Et il s'agit d'une augmentation relative. D'où il s'ensuit que sonorité d'un son est en relation directe, dans certaines limites bien entendu, avec le logarithme de son intensité.

$$dS = \frac{dE}{E} \quad (1.5)$$

$$S - S' = k \log \frac{E}{E'} \quad (1.6)$$

E : densité d'énergie

S : la sonorité

On exprime ces égalités en disant que la sensation croît comme le logarithme de l'excitation. C'est la loi de FECHNER. Si l'on prend le logarithme dans la base 10 et si l'on fait k égal à 1 :

$$S - S' = 10 \log \frac{E}{E'} \quad (1.7)$$

(S - S') s'exprime en décibels .

On peut donner cette relation en fonction des pressions, la puissance étant proportionnelle au carré de la pression.

$$S - S' = 20 \log \frac{\Delta P}{\Delta P'} \quad (1.8)$$

On admet en général pour définir S de prendre S' nulle pour $\Delta P' = 2 \cdot 10^{-4}$ baryes.

donc on aura :

$$S = 20 \log \frac{\Delta P}{2.10^{-4}} \quad (1.9)$$

On peut remarquer que si l'on double la puissance, la sonorité est augmentée de

$$\Delta S = 3 \text{ db}$$

Donc on peut dire faut réduire considérablement la puissance d'un son fort pour obtenir un son faible. Au point de vue subjectif, la valeur de 2.10^{-4} baryes correspond au seuil d'audibilité pour un simple de 1000 Hz, on exprime alors S en phones. Le mot phone vient du mot phonera qui veut dire élément sonore du langage car S se rapporte alors également à la sonorité physiologique du son. On remarquera que pour un son de 1000 Hz il y a entre le seuil d'audibilité et le seuil de douleur une différence de sonorité de 130 à 140 dB (Fig1.6).

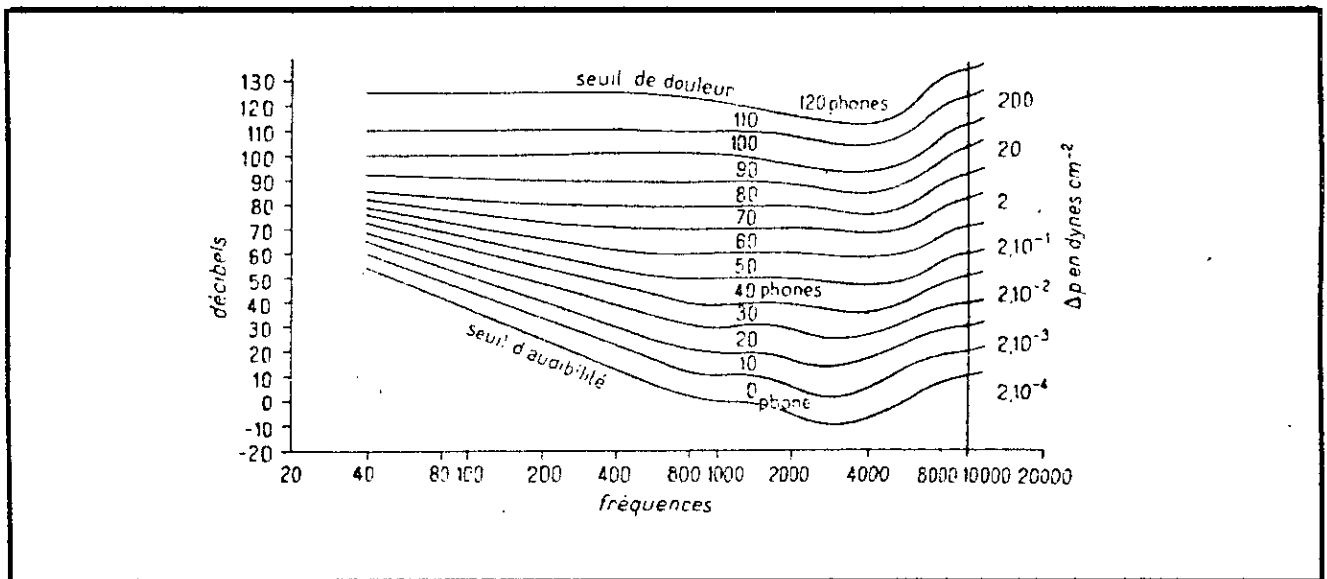


Fig 1.6 :

1.7 Conclusion

Ainsi que nous le voyons dans ce chapitre, l'oreille perçoit un bruit lorsqu'une perturbation ébranche l'air et vient frapper le tympan. Donc l'oreille c'est le dernier juge car c'est l'élément récepteur final de toute chaîne auditive, et d'un point de vue physique le son est un ébranlement élastique des éléments constituant le milieu de propagation, il s'agit d'un mouvement oscillant des particules matérielles autour de leur position d'équilibre.

CHAPITRE 2

ETUDE DE L'AMPLIFICATION

2.1 Introduction

Dans ce chapitre on va commencer par une étude comparative entre les différents types de microphones en donnant les différentes caractéristiques, puis on étudie le circuit de préamplification qui va amener les signaux captés par les microphones à un niveau assez suffisant pour attaquer le reste du circuit.

En se basant essentiellement sur deux montages à base d'amplificateur, et pour terminer on entame l'étage de puissance en comparant entre les deux principales classes d'amplification de puissance classe A et classe B. Le circuit de puissance qu'on a choisi est le montage amplificateur Push-pull.

2.2 les microphones

Les microphones sont des appareils sensibles à l'action des ondes sonores et dont le but est de transmettre de l'énergie acoustique en énergie électrique en passant par l'intermédiaire de l'énergie mécanique. Les variations sonores donnent ainsi naissance à des courants d'intensité variable et de même fréquence.

Ils comprennent tous une partie plus au moins mobile ou de formable sous l'action des ondes sonores, grenaille de charbon, membrane, ruban, cristal...etc, et qui par son comportement entraîne soit la variation d'un courant soit la production d'une force électromotrice dans un circuit électrique.

2.2.1 Caractéristiques des microphones

2.2.1.1 Sensibilité

Les divers microphones utilisés se distinguent entre eux par la nature de leur dispositif électromagnétique. La sensibilité ou l'efficacité d'un microphone peut se

définir d'une façon plus précise par le rapport de la force électromotrice engendré à la valeur de la pression acoustique du champ sonore agissant. Mais il faut reconnaître la pression agissant effectivement sur la membrane mobile dépend essentiellement de la valeur relative de la longueur d'onde des ondes incidentes vis-à-vis des dimensions du microphone [9].

2.2.1.2 Courbe de réponse

La courbe donnant la sensibilité en fonction de la fréquence est dite courbe de réponse. Elle caractérise le microphone considéré car elle dépend essentiellement du type et de la nature du microphone, autrement dit elle renseigne sur la fidélité de reproduction.

2.2.1.3 Propriété directives

La directivité des microphones dépend de leurs dimensions mais aussi de leur forme. Ces propriétés directives peuvent être au contraire, dans certains cas, utilisées pour éviter certains bruits venant d'une direction déterminée ou pour se mettre à l'abri d'une trop grande réverbération dans une salle ou encore pour favoriser une réception sonore particulière.

2.2.1.4 Impédance de sortie

Les microphones ont une impédance électrique de sortie qui leur est propre et qui suivant les différents modèles peut varier dans de larges proportions. Cette impédance détermine le mode de liaison qui les relie au pré-amplificateur auquel ils sont branchés.

2.2.2 Classification des microphones

Il existe plusieurs modèles de microphones, chacun d'eux ayant ses caractéristiques particuliers. Le choix que l'on fera dépendra essentiellement des conditions d'emploi, tout d'abord des propriétés du champ sonore, suivant que l'on est à l'air libre ou dans une salle fermée et plus ou moins grande, aussi de l'intensité sonore et de celle du bruit ambiant, puis du bruit de fond inhérent au modèle choisi de sa sensibilité et de ses propriétés directives et si l'on fait des mesures, de la précision recherchée.

2.2.2.1 Microphone à charbon

C'est le microphone le plus anciennement utilisé. Son principe de fonctionnement repose sur la variation de la résistivité de la grenaille de charbon, immobilisée entre une armature rigide et une membrane souple.

Il se caractérise par sa grande tension de sortie 100 à 200 mv mais il a un bruit de fond très gênant. Actuellement, le microphone à charbon, universellement utilisé en téléphone mais en voie de disparition.

2.2.2.2 Microphone électromagnétique

Ce microphone assez peu fidèle est peu utilisé de ce fait en radioélectricité. Il est très sensible dans la gamme des sons ordinaires de la parole et peut être réduit à un diamètre de 1 à 2 cm. Ce microphone n'est autre qu'un écouteur téléphonique.

2.2.2.3 Microphone piézoélectrique

Utilisant le phénomène piézoélectrique d'un cristal. L'action des ondes acoustiques peut se faire directement ou par intermédiaire d'une membrane.

C'est un appareil à haute impédance (500 Koms), sa capacité interne importante, limitant la longueur du câble de liaison (8 à 10 m max), avec un niveau de sortie correct -10 à 20 mv pour une conversation normale.

Sensible aux chocs, au vent, à l'humidité et à la chaleur, ses cristaux vieillissent, utilisé pour la transmission, en intérieur de la parole, même de la musique si on n'est pas trop exigeant[8].

2.2.2.4 Microphone électrostatique

Son principe de fonctionnement est basé sur la variation de sa capacité d'un condensateur spécial dont une armature vibre au rythme des ondes sonores. Une résistance en série permet récupérer une tension proportionnelle aux pressions acoustique sur la membrane (Fig 2.1).

Le microphone électrostatique est un appareil de très haute qualité, très fidèle mais très cher. Le niveau de bruit de ce microphone est très réduit, le signal de sortie très faible, doit être amplifié dans le même boîtier. Vu ces qualités spéciales, il est réservé au domaine professionnel, dans les studios.

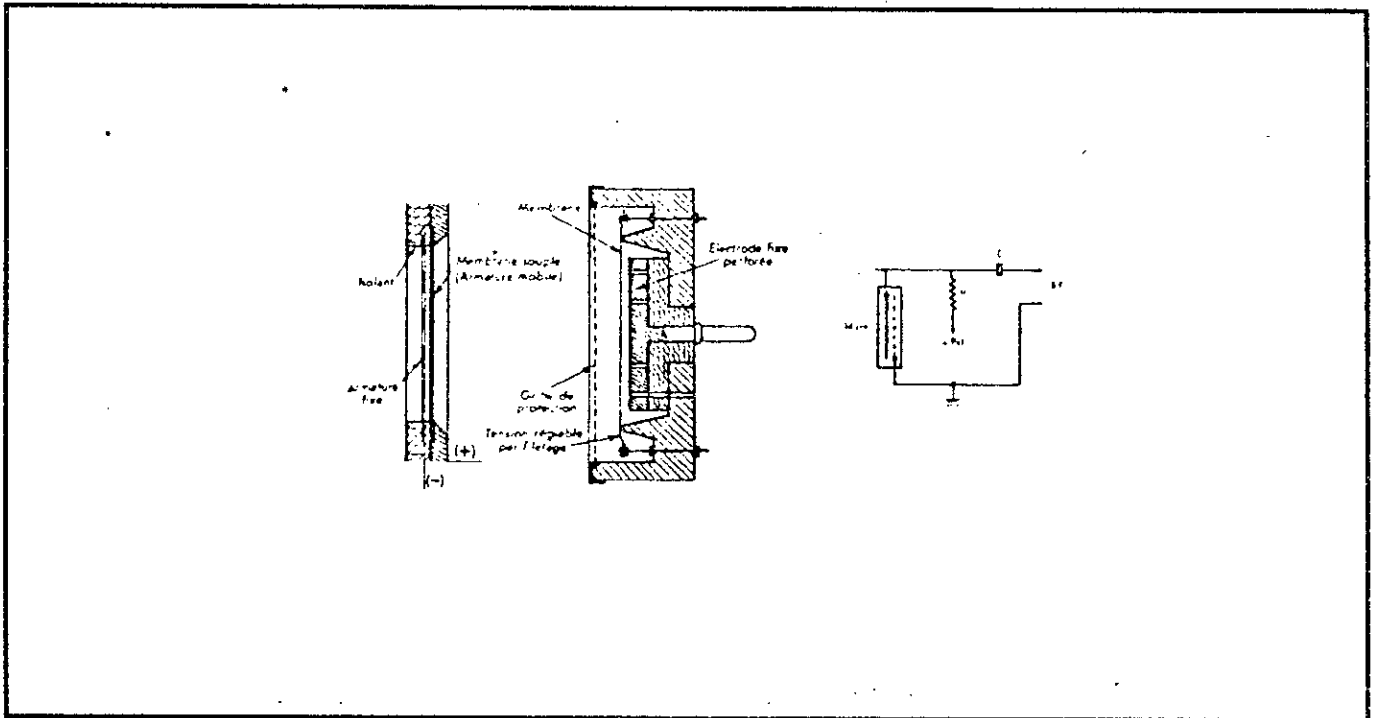


Fig 2.1 : schéma d'un microphone électroacoustique

2.2.2.5 Microphone électrodynamique

Le microphone électrodynamique est le microphone type pour la sonorisation en plein air ou en salle. Une bobine mobile (solidaire d'une membrane) ou un ruban nant

La tension induite de 10 à 40 mv est généralement transmise par l'intermédiaire d'un transformateur adaptateur d'impédance (Fig 2.2).

Les modèles grand public ont des caractéristiques peu poussées. Ils sont simples, robustes et leur prix est abordable.

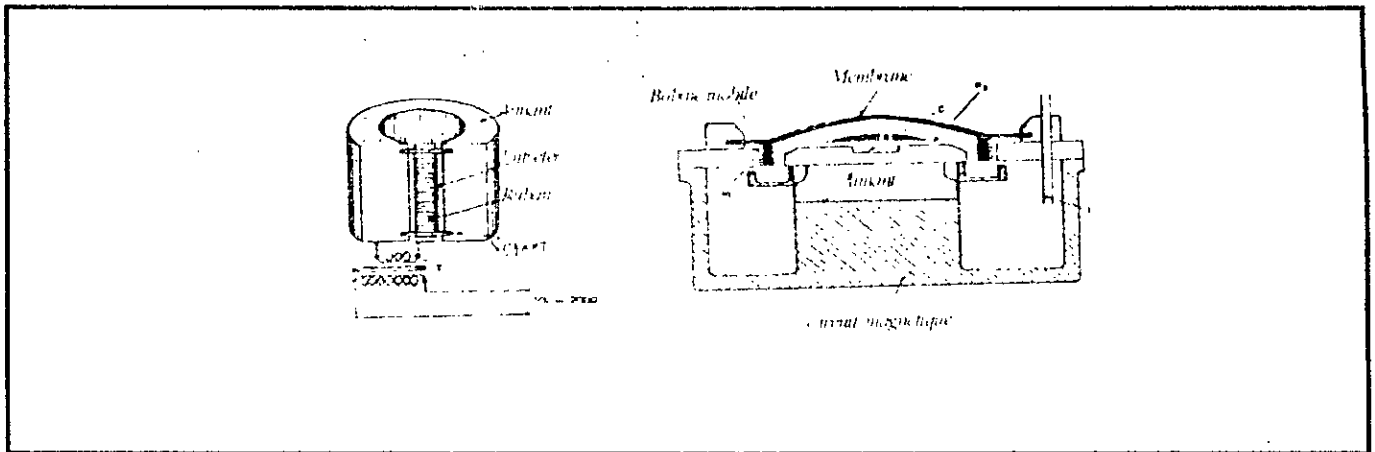


Fig 2.2 : schéma d'un microphone électrodynamique

2.2.2.6 Microphone à électret (magnet et électret)

Ces appellations sont d'origine anglo-saxonne :

-magnet signifie:aimant permanent

-électret s'applique à des corps qui conservent des propriétés électroacoustiques d'une façon quasi-permanente.

Son principe de fonctionnement est le suivant, l'électret soudé dans un boîtier étanche, reçoit sur l'autre face une grille g parfaitement isolée du boîtier, une plaque souple p, forme avec g, un condensateur (Fig 2.3).

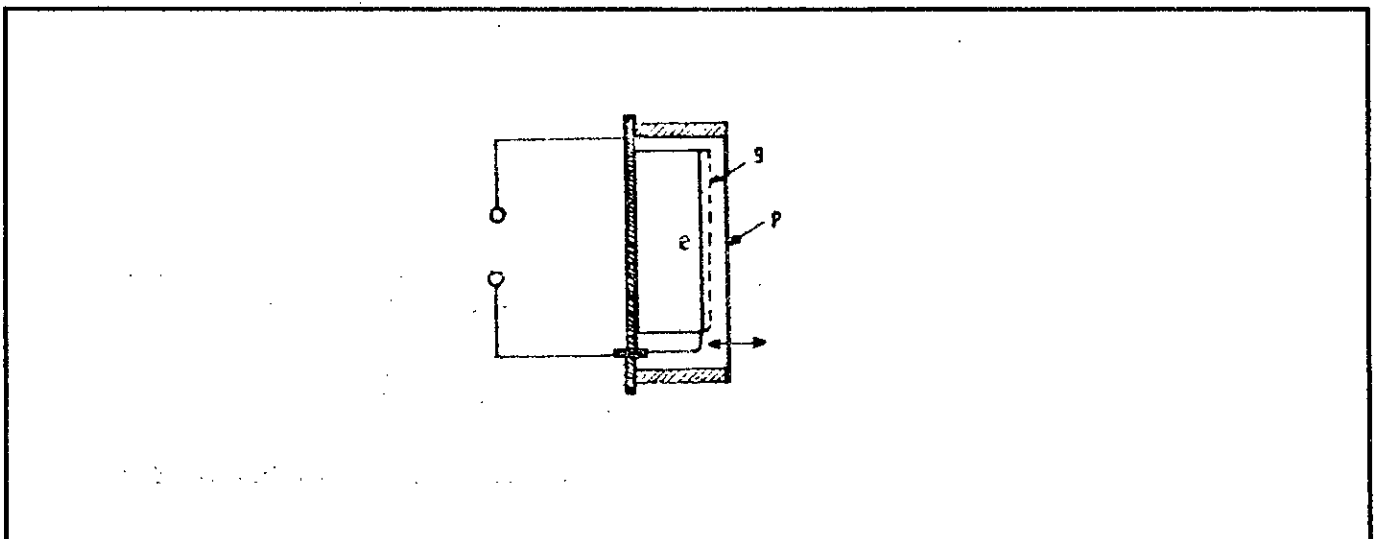


Fig 2.3 :schéma de base d'un microphone électret

Lorsque un son est capté, la capacité varie et une tension apparait à ses bornes

$$R.C \geq 0.3125 \qquad V = \frac{Q}{C} \qquad (2.1)$$

La capacité étant de quelques pf, la tension disponible est très faible, elle doit être amplifiée par un amplificateur incorporé au boîtier.

Ses propriétés sont les suivantes :

- Insensibilité aux champs magnétiques, peuvent être incorporés dans l'ébénisterie des magnétophones.
- Insensibles aux TBF.
- Moins sensibles aux chocs.
- Construction relativement simplifiée.
- L'amplificateur incorporé (FET) doit être alimenté.

Donc pour conclure, on a choisie pour notre réalisation un microphone à électret, vue son impedance de sortie qui est fixée par un choix judicieux des résistances de polarisation du FET incorporé et les nombreux avantages qu'il apporte .

2.3 Le préamplificateur

Le but de l'utilisation d'un préamplificateur est d'apporter les signaux faibles délivrés par le microphone, à un niveau assez suffisant pour attaquer ensuite l'amplificateur de puissance et le banc du filtre. On peut soit utiliser des circuits à base d'amplificateur opérationnel soit à base de transistor.

2.3.1 Amplificateur inverseur

L'amplificateur inverseur (Fig 2.1) est un amplificateur très souvent utilisé, son impédance d'entrée ainsi que son impédance de sortie sont données par les formules suivantes :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad Z_o = R_1$$

et

$$Z_i = \frac{Z_o}{A_o} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.2)$$

tel que :

Z_o impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel

A_o gain en boucle ouverte

sa fonction de transfert est

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{Z_1} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\tau}{1 + \tau\omega}$$

Donc

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\tau}{1 + \tau\omega} \quad (2.3)$$

Avec $\tau = R_1 \cdot C$

C'est une cellule passe haut de fréquence de coupure:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (2.4)$$

Une des raisons qui explique l'usage fréquent de l'amplificateur inverseur est qu'il permet de donner une valeur précise de l'impédance d'entrée aussi bien qu'au gain en tension.

2.3.2 Amplificateur non inverseur

L'amplificateur non inverseur est caractérisé par son impédance d'entrée très élevée et son impédance de sortie très faible (Fig 2.2) :

$$Z_e = A_o \cdot Z_d \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

tel que Z_e : l'impédance différentielle

$$Z_d = \frac{Z_o (R_1 + R_2)}{A_o R_1} \quad (2.5)$$

Sa fonction de transfert est

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{\varphi}{1 + \varphi} \quad (2.6)$$

Avec $\tau = R_3 C$

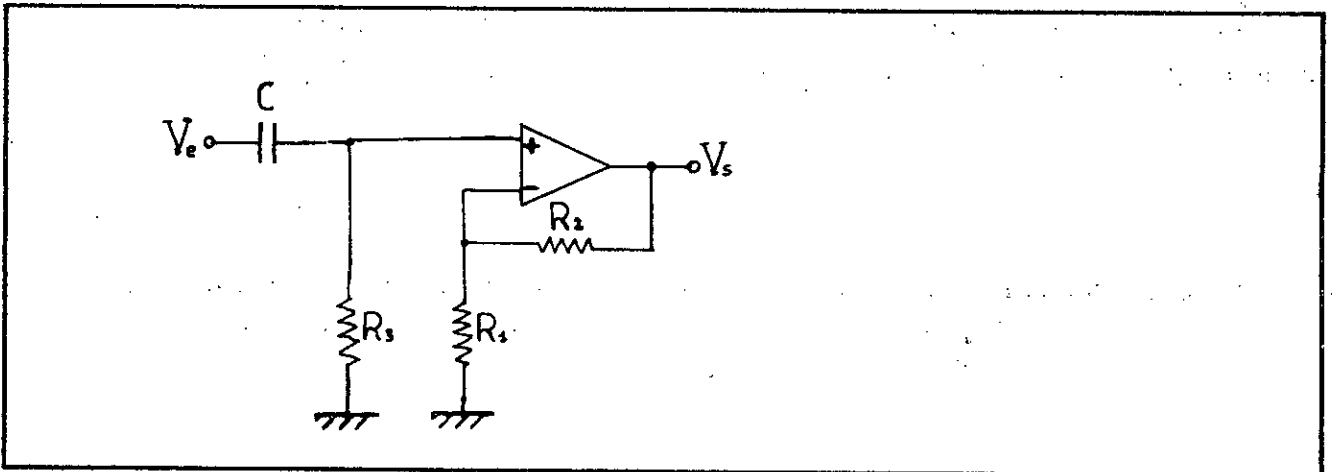


Fig 2.2 : Amplificateur non inverseur

C'est une cellule passe haut de fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C} \quad (2.7)$$

Remarque : Comme on peut utiliser des préamplificateurs à base de transistors qui sont à éviter à cause de leurs complexités .

L'impédance d'entrée du signal fort du transistor actif est :

$$Z_e = B(R_L + R'_e) \quad (2.8)$$

Tel-que:

R_L Résistance du haut parleur(La charge)

R'_e Résistance d'émetteur en régime dynamique

2.3.3 Calcul des capacités de liaison

•Calcul de la capacité C_2

On veut que toutes les fréquences inférieures à $F_b = 20$ Hz passent alors :

$$C_2 = 1/2Z_e F_b \pi \quad (2.9)$$

NB : L'impédance de sortie du préamplificateur est négligeable devant l'impédance d'entrée de l'étage de puissance

•Calcul de la capacité C_3

La capacité C_3 joue le rôle du générateur, il doit fournir de la puissance à la charge pendant le blocage de T1, soit pendant une alternance

on a $Q = iT \quad (2.10)$

$$Q = CV \quad \text{avec} \quad V = V_{cc}/2$$

Donc

$$C = iT/V_{cc} \quad (2.11)$$

2.4 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Dans beaucoup de système, les étages terminaux sont des amplificateurs des signaux forts (grande amplitude) dont l'utilisation vise surtout le gain en puissance. Les amplificateurs de ce type s'appellent les amplificateur de puissance, qui doivent délivrer une puissance de sortie suffisante pour exiter le circuit de charge (Haut parleur, moteur ...etc).

2.4.1 Caractéristiques d'un amplificateur de puissance

2.3.1.1 Classe de fonctionnement d'un amplificateur

Nous allons essayer de dégager les types de fonctionnement qui permettent une reproduction de signaux à amplifier. Soit le montage élémentaire (Fig 2.1.a), le point de fonctionnement en continu dans le plan (I_c, V_{ce}) appartient à la droite de charge statique de l'équation (Fig 2.2.b)

$$V_{ce} = E - R_c \cdot I_c$$

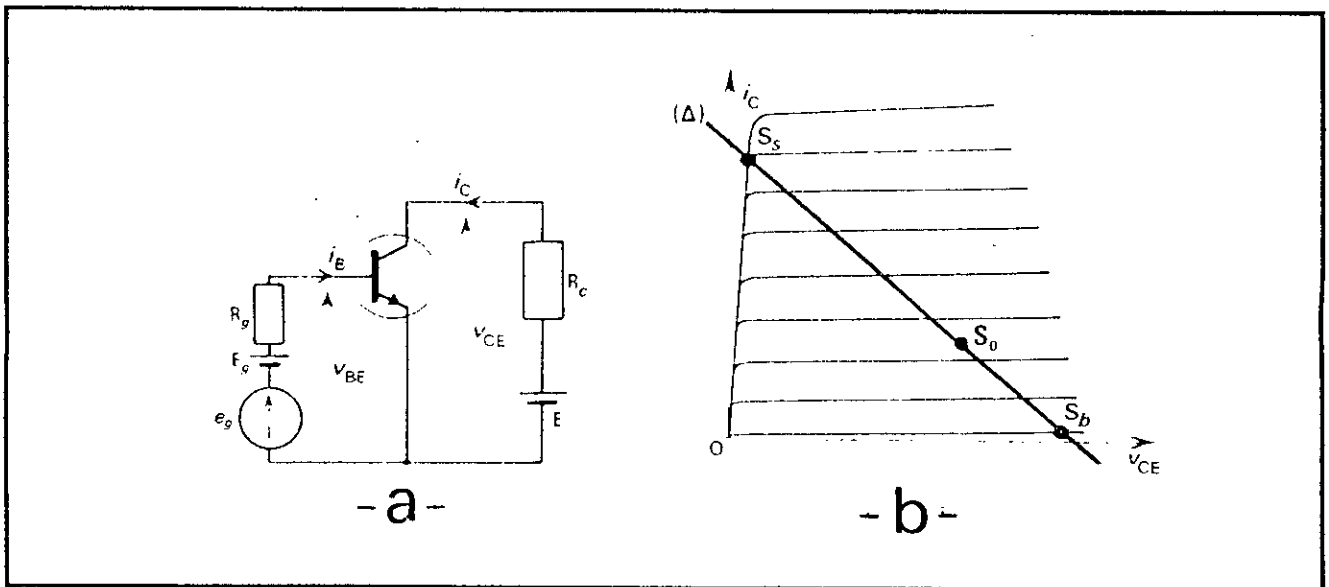


Fig 2.1 :
 a - MONTAGE ELEMENTAIRE
 b - DROITE DE CHARGE STATIQUE

a) Classe A

Le fonctionnement est dit en classe A lorsque le point de repos appartient au segment $S_b S_s$. En effet, le point de fonctionnement se déplace alors sur la droite de charge au régime variable et l'excursion de la tension de sortie sera maximale si le point de repos se trouve au milieu du segment $S_b S_s$.

b) Classe B

Le fonctionnement est dit en classe B lorsque le point de repos est situé en S_b . Il est évident qu'en régime variable sinusoïdale le transistor ne conduira que pendant une demi période. La restitution fidèle du signal d'entrée nécessitera l'emploi de deux transistors.

L'avantage majeur en classe B réside dans l'absence de la consommation en continu c'est-à-dire $I_c = 0$.

c) Classe AB

le fonctionnement est dit en classe AB lorsque le point de repos appartenant au segment $S_b S_s$, est situé très proche de S_b . Il en résulte une très faible consommation en continu ($I_c = 0$), un fonctionnement très proche de la classe B en régime variable ($S_0 = S_b$), avec une meilleure restitution du signal c'est-à-dire distorsion plus faible.

d) Classe C

le fonctionnement est dit en classe C lorsque la jonction émetteur base est polarisée en inverse en régime continu. En régime variable sinusoïdale, le transistor ne conduit que pendant une fraction de la demi période. ce type de fonctionnement a un rendement excellent, est très utilisé en émission haute fréquence (Radio, Télévision).

d) Classe D

Ce type de fonctionnement, a un très bon rendement consiste à faire fonctionner l'étage de puissance en commutation.

Remarque : Le fonctionnement en classe C et D ou les deux font le cadre de notre étude ne seront pas étudiés dans ce chapitre, on s'intéresse seulement au amplificateur classe A, et classe B, qui sont destinés à amplifier les signaux basses fréquences.

2.4.2 Amplification de puissance classe A

Par définition un transistor fonctionne en classe A s'il est utilisé en fonction normale d'amplificateur. Par ailleurs, dans le cas d'un régime des grands l'excursion maximale de la tension de sortie est obtenu pour un point de repos situé au milieu de la droite de charge (Fig 3.3)

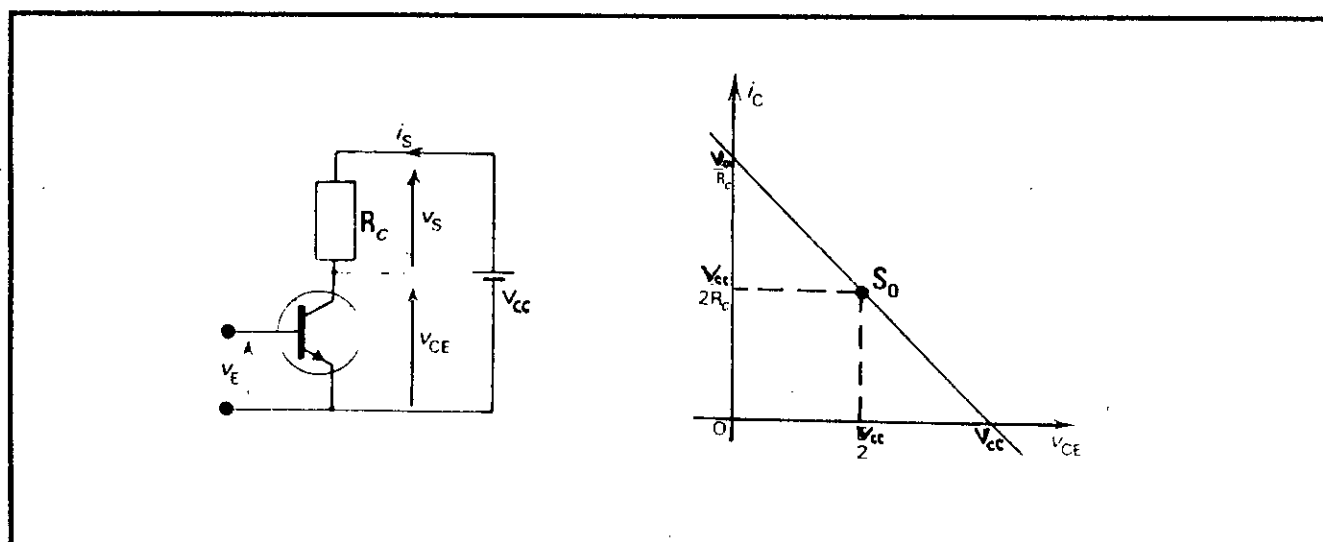


Fig 3.3 : POINT DE REPOS AU MILIEU DE LA DROITE DE CHARGE .

2.4.2.1 Puissance maximum de sortie

Les formes des courants et des tensions sont des ondes sinusoïdes et ont des valeurs crête I_{cq} et V_{cq} . la puissance de sortie en régime dynamique est :

$$P_{0max} = V_{eff} \cdot I_{eff} = V_{ceq} \cdot I_{cq} / 2$$

$$P_{0max} = V_{ceq} \cdot I_{cq} / 2 \quad (2.12)$$

2.4.2.2 Dissipation de puissance

le transistor de puissance dissipe une puissance moyenne appelée P_d sous forme thermique. Les fiches signalitiques indique le maximum de puissance que le transistor peut dissiper.

Au repos il dissipe :

$$P_{dq} = I_{cq} \cdot V_{ceq} \quad (2.13)$$

Ceci signifie que le transistor doit avoir au moins une puissance nominale P_{dq} , si en veut éviter tous dommages.

2.4.2.3 Relation entre la puissance de sortie et la puissance de repos

On a
$$P_{qd} = V_{ceq} \cdot I_{cq} \quad (2.14)$$

$$P_{0\max} = \frac{V_{ceq} \cdot I_{cq}}{2} \quad (2.15)$$

Donc

$$P_{0\max} = \frac{P_{dq}}{2}$$

La puissance maximale de sortie en régime dynamique et donc égale à moitié de la puissance de repos. Si le meilleur resultat qu'on puisse obtenir avec un amplificateur en classe A.

2.4.2.4 Rendement

Le rendement η est par définition le rapport de la puissance de sortie en regime dynamique à la puissance d'entree en regime statique fourni au circuit collecteur émetteur

$$\eta = \frac{P_{0\max}}{P_{dc}} \quad (2.16)$$

On a $P_{ed} = V_{cc} \cdot I_{cq}$

avec $V_{cc} = 2 \cdot V_{ceq}$

$$\eta = \frac{V_{ceq} \cdot I_{cq}}{2 \cdot V_{ceq} \cdot I_{cq}} = 25\% \quad (2.17)$$

Un amplificateur en classe A ne convertit que 25% de la puissance fournie par l'alimentation.

2.4.2.5 Charge minimum

Connaissant P_0 on peut déterminer la charge minimale

$$R_{L \min} = \frac{V_{cc}}{2P_{0 \max}} \quad (2.18)$$

2.4.3 Amplificateur de puissance classe B

L'inconvénient majeur du fonctionnement classe A est, une consommation de puissance électrique importante en l'absence du signal de commande. Pour éviter cela, il suffit de polariser le transistor de tel sorte que le courant de repos soit nul (Fig 2.4)

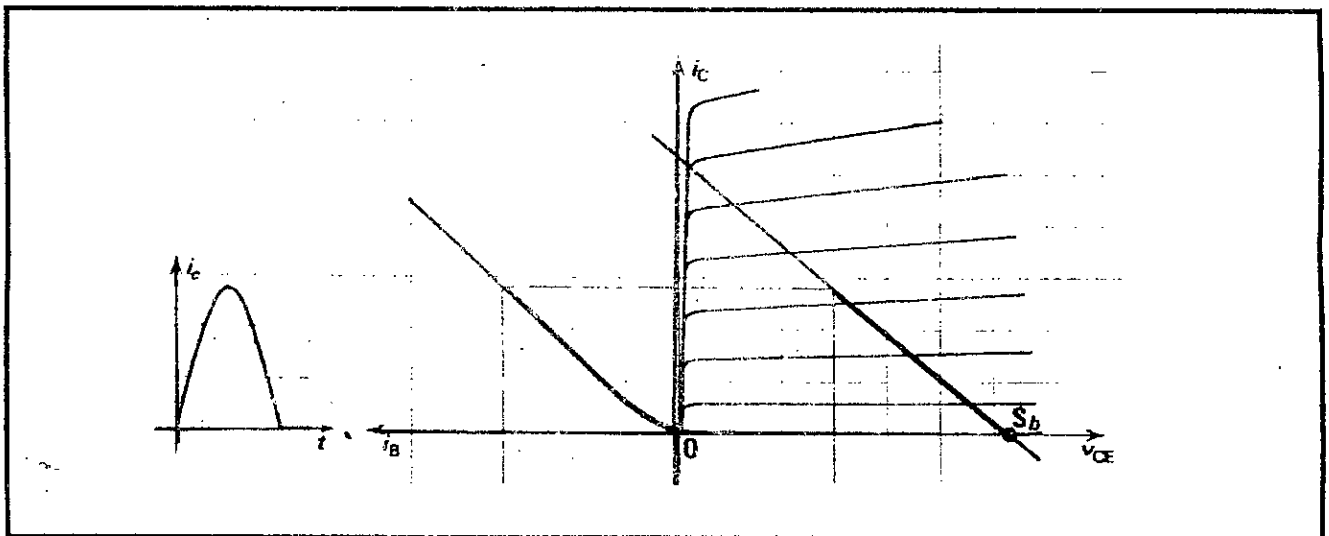


Fig 2.4 Caractéristiques courant tension

Pour obtenir une reproduction correcte de la tension de commande, il faut donc utiliser au moins deux transistors fonctionnant en classe B, chacun d'eux transmettant une alternance.

On fait appel pour cela à une paire de transistors complémentaires, une telle paire est constituée d'un transistor NPN et d'un transistor PNP, on réalise donc le montage amplificateur dit montage Push-pull (Fig 2.5).

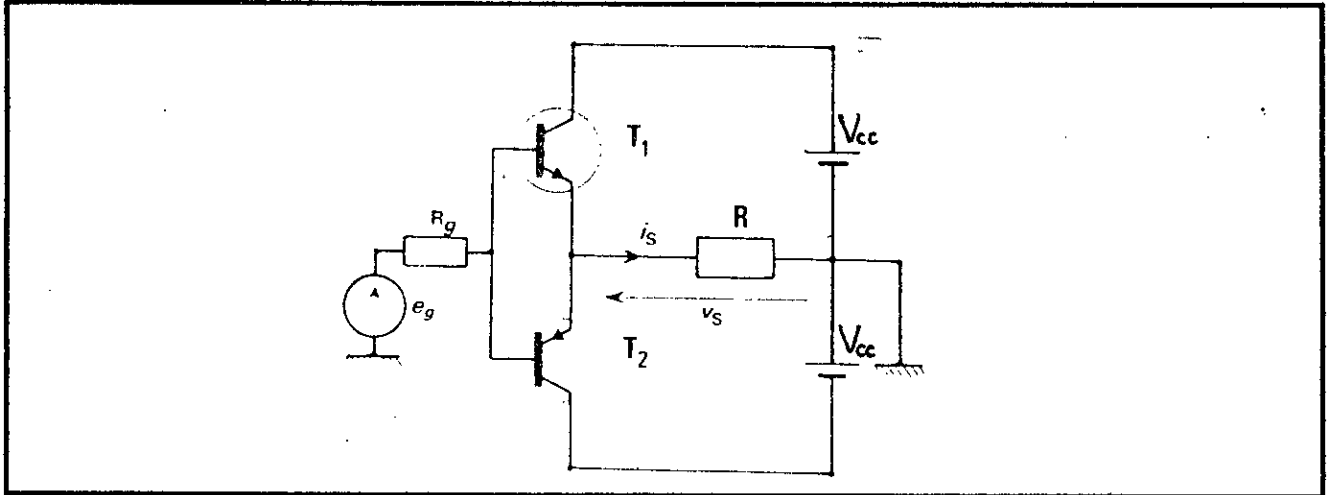


Fig 2.5 : Montage Push-pull

2.4.3.1 Puissance maximum de sortie

La puissance maximale en regime dynamique est

$$P_{0 \max} = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{ceq}} \cdot I_{\text{csat}}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} \quad (2.19)$$

$$P_{0 \max} = \frac{V_{\text{ceq}} \cdot I_{\text{csat}}}{2}$$

2.4.3.2 Dissipation de puissance

Les transistors d'un amplificateur classe B consomment peu de puissance. Celle ci conditionne le choix du transistor et ses conditions de refroidissement donc :

$$P_d = P_{dc} - P_{0 \max} = \frac{V_{cc} \cdot I_{\text{csat}}}{\pi} - \frac{V_{cc} \cdot I_{\text{csat}}}{4} \quad (2.20)$$

$$P_{dc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{csat}}{\pi} P_d = P_{o \max} \left(\frac{4 - \pi}{\pi} \right) = 0.274 \cdot P_{o \max} \quad (2.21)$$

Chaque transistor dissipe :

$$P_{d \max} = 0.137 \cdot P_{o \max} \quad (2.22)$$

Cette relation est très importante, elle signifie que si pour un transistor $P_{d \max}$ est la puissance de dissipation maximale, permise pour la température ambiante, alors la puissance de sortie maximale que l'on puisse espérer d'un amplificateur Push-pull classe B dans les conditions les plus favorables est :

$$P_{o \max} = \frac{1}{0.137} P_{d \max} = 7.3 P_{d \max} \quad (2.23)$$

Il est bien entendu que cet optimum ne peut jamais être atteint dans les applications pratiques. En pratique :

$$P_{o \max} = 5 P_{d \max} \quad (2.24)$$

2.4.3.3 Établissement de point de repos

La principale difficulté dans un amplificateur Push-pull classe B est d'obtenir un point de repos stable. C'est là un objectif bien plus difficile à atteindre, car V_{be} devient un paramètre décisif.

a) Polarisation par diviseur de tension

On doit faire conduire légèrement les transistors en appliquant aux bornes des résistances R_1 et R_2 qui sont données par les formules suivantes (Fig 2.6) :

$$R_1 = \frac{0.8 \beta R_{charge}}{V_{cc} - 2} \quad (2.25)$$

$$R_2 = \frac{1.2 R_1}{V_{cc} - 1.2}$$

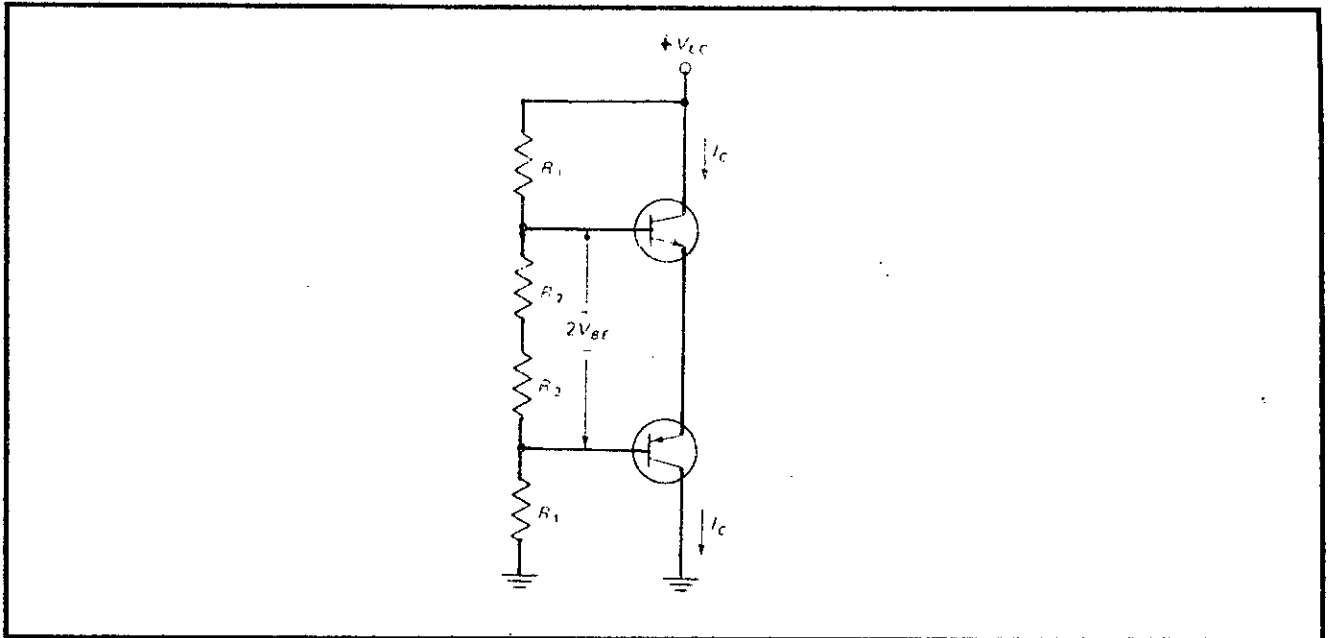


Fig 2.6: Polarisation par diviseur de tension .

b) Polarisation par diodes

La polarisation par diode est une méthode fréquemment utilisée pour polariser un amplificateur classe B. Les caractéristiques courant tension des diodes doivent être adaptées aux caractéristiques de transconductance des transistors (Fig 2.7).

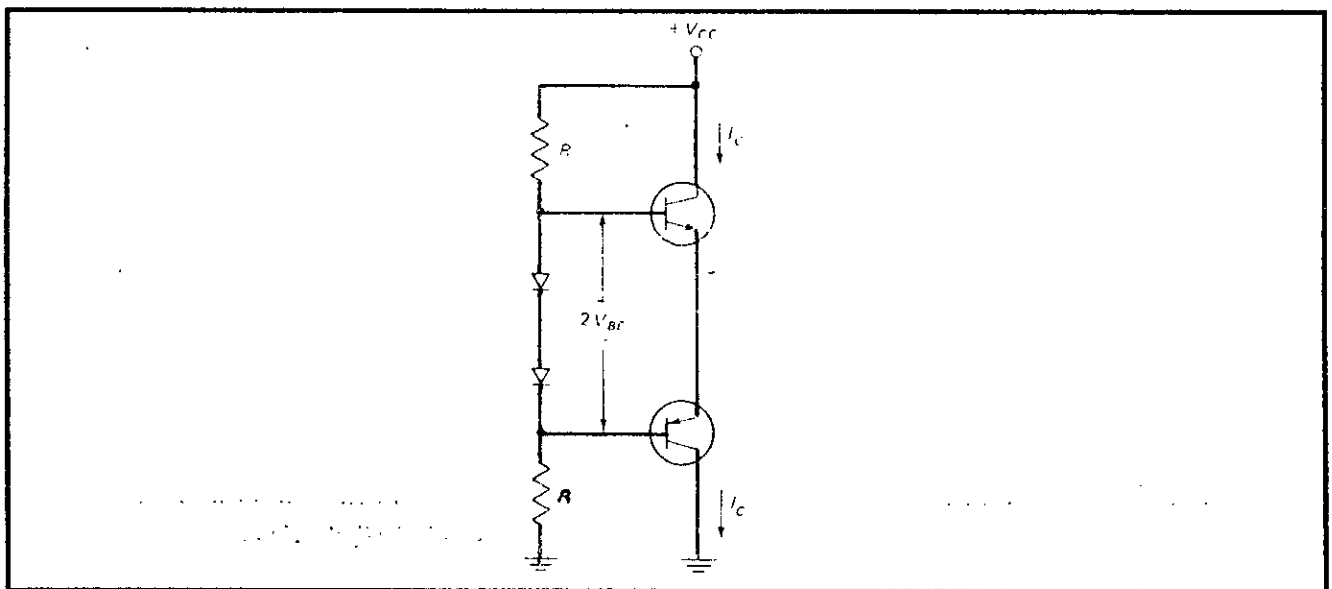


Fig 2.7 : Polarisation par diodes

2.4.4 Rendement

Les amplificateurs classe B ont un rendement élevé aussi sont ils très utilisés comme amplificateur de puissance. L'alimentation fournit aux transistors, la puissance continue

$$P_{dc} = V_{cc} \cdot I_{dc}$$

avec

$$I_{dc} = \frac{I_{csat}}{\pi} \quad (2.26)$$

D'où la puissance continue fournie aux transistors est donc :

$$P_{dc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{csat}}{\pi} \quad (2.27)$$

$$P_{dc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{csat}}{\pi} \quad (2.28)$$

Dans ce circuit à une seule alimentation on a

$$\eta = \frac{P_{o \max}}{P_{dc}} = \frac{V_{cc} \cdot \frac{I_{csat}}{4}}{V_{cc} \cdot \frac{I_{csat}}{\pi}} = \frac{\pi}{4}$$

$$\eta = 78.5\%$$

$$V_{cec} = \frac{V_{cc}}{2}$$

d'ou

$$P_{o \max} = \frac{V_{cc} \cdot I_{c, \max}}{4} \quad (2.29)$$

Donc

$$\eta = \frac{P_{o \max}}{P_{dc}} = \frac{V_{cc} \cdot \frac{I_{csat}}{4}}{V_{cc} \cdot \frac{I_{csat}}{\pi}} = \frac{\pi}{4}$$

(2.30)

$$\eta = 78.5\%$$

Ceci est un rendement idéal, car on a négligé V_{CEsat} et I_{CQ} , néanmoins le rendement d'un amplificateur classe B type Push-pull est souvent supérieur 70%.

2.5 Conclusion

Nous avons préféré d'utiliser un préamplificateur à base d'amplificateurs opératinnels vue ses performance, sa simplicité ainsi que le nombre de composants considérablement réduit. Pour l'étage de puissance, on a utilisé un simple amplificateur de puissance classe B (Push-Pull) car on a faire à de faibles puissances, de l'ordre de quelques centaines de miliwatts qui sont largement suffisantes pour donner un son parfaitement audible. Notons que pour des puissances plus élevées allant jusqu'à quelques dizaines de watts, on a toute une variété de circuits de puissance par exemple TDA 2003, TDA 2004, LM 1895.

CHAPITRE 3

ETUDE DES FILTRES PASSE BANDES DE DEUXIEME ORDRE

3.1 Introduction

L'analyse spectrale repose essentiellement sur l'utilisation de filtres passe bandes. Il importe donc de bien connaître les caractéristiques de ce type de filtres pour en déterminer les paramètres de calcul et, par conséquent, les composants qui devront les constituer.

3.2 Caractéristique d'un filtre passe bande

Un filtre passe-bande est un filtre qui ne laisse passer qu'une bande de fréquence. Il est donc défini par trois grandeurs qui sont sa fréquence central F_0 , sa fréquence inférieure F_L et sa fréquence supérieure F_H (Fig 3.1).

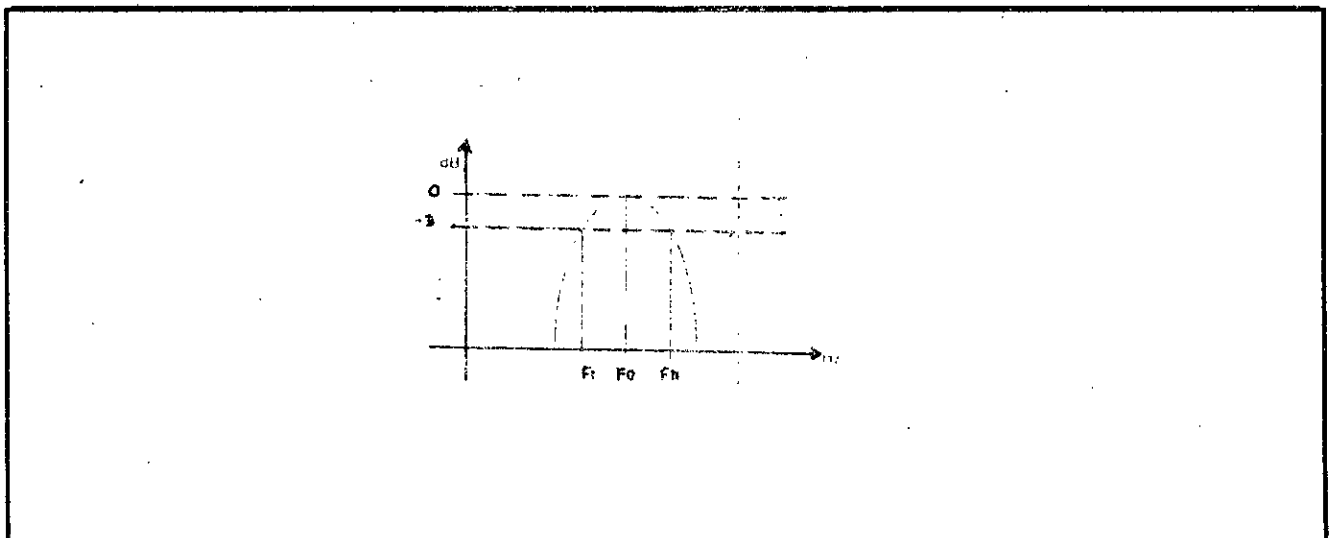


Fig 3.1 : réponse d'un filtre bande [3]

Les fréquences f_L et f_H , constituant la bande passante, sont définies à -3dB. L'ensemble des trois fréquences caractéristiques sont liées entre elles par une quatrième grandeur qui est appelée le facteur de qualité Q .

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} \quad \text{tq} \quad Q = \frac{f_0}{B} \quad f_0 = \sqrt{f_L f_H} \quad (3.1)$$

$$f_L = f_0 \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right) \quad (3.2)$$

$$f_H = f_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right) \quad (3.3)$$

Pour pouvoir faire une analyse spectrale, il importe donc de disposer d'autant de filtres passe bandes que le système comporte de bandes d'analyse[2]. La détermination des fréquences caractéristiques doit donc en plus répondre à des caractéristiques et en plus répondre à des critères de recouvrement de chacune de ces bandes. Elles doivent toutes se recouvrir aux points d'atténuation (-3)dB. La bande centrée sur la fréquence f_1 coupe la bande centrée sur la bande f_3 au point de fréquence f_2 (Fig 3.2).

La fréquence f_L de la bande f_3 est donc identique à la fréquence f_H de la bande de f_1 est donc identique de la fréquence f_H de la bande de f_1 donne un exemple pour lequel le nombre de bandes a été doublé. La fréquence f_2 n'est plus une fréquence de recouvrement mais une nouvelle fréquence centrale.

Il est alors évident que la largeur de bande passante ($f_H - f_L$) est plus faible, ce qui impose donc de disposer d'un facteur de qualité plus important pour chaque filtre.

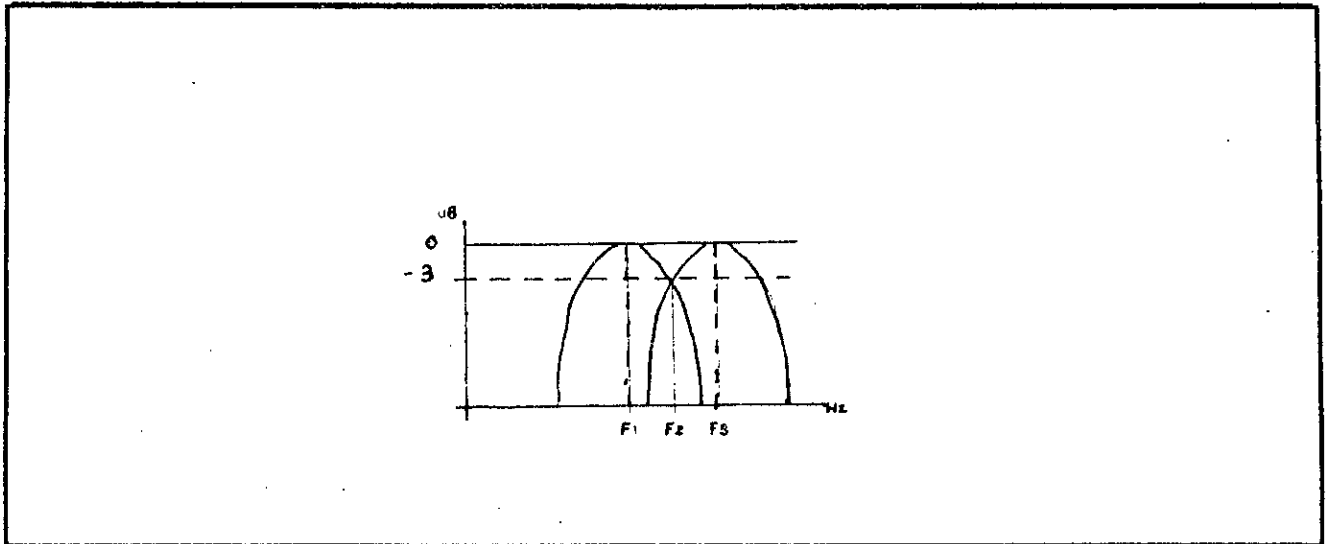


Fig 3.2 : Réponse fréquentielle

3.3 Synthèse des filtres Passe bande de deuxième ordre

L'intérêt des filtres du deuxième ordre réside dans le fait que par association judicieuse de tels dispositifs, il est possible de réaliser des filtres d'ordres supérieurs. L'une des caractéristiques principales de ces filtres est leurs fonctions de transfert qui est de la forme :

$$F(p) = G_m \frac{2\zeta\omega_0 p}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (3.4)$$

G_m gain

ζ Coefficient d'amortissement

Avec ces filtres intervient un autre paramètre, c'est la sélectivité. Cette dernière est représentée par le facteur :

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (3.5)$$

Nous observons plusieurs courbes des gains chacune correspondant à une valeur de Q , plus la sélectivité est grande, plus la bande passante est petite (Fig.3.4).

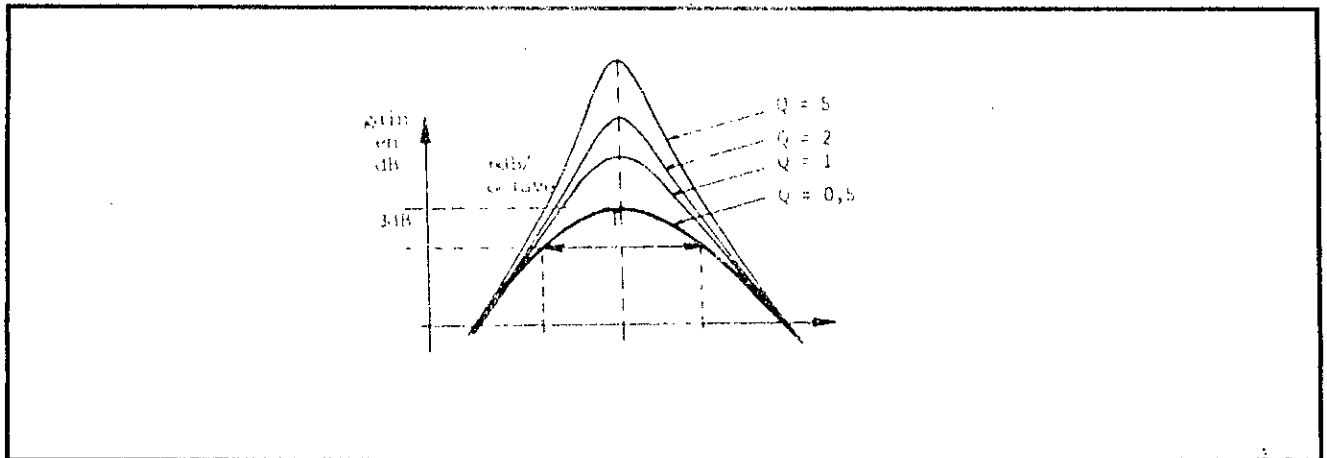


Fig 3.4 : Courbe du gain

Plusieurs structures peuvent être utilisées pour réaliser la synthèse de ces filtres

- 1 - Contre réaction simple
- 2 - Contre réaction multiple
- 3 - Source contrôlée

3.3.1 Structure à la contre reaction simple

Nous montrerons dans ce qui suivra, que le calcul de la fonction de transfert pour les filtres à contre réaction simple dépend d'un paramètre Y_{21} qui sera définie par la suite.

Principe

Le schéma de principe d'un filtre utilisant la structure à contre réaction simple à partir duquel nous pourrons, par identification étudier l'ensemble des filtres de ce type (Fig 3.5).

Dans ce schéma les boîtes noires Q et Q' avec deux bornes d'entrée et deux bornes de sorties, sont caractérisées par quatre paramètres mesurables sans ce préoccuper de ce que renferme la boîte noire ce sont i_1 et v_1 , i_2 et v_2 [3].

Le sens des courants est fixé arbitrairement, et ils sont exprimés en fonction de V_1 et V_2 (Fig 3.6).

$$Q \quad \begin{aligned} i_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ i_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned}$$

$$Q' \quad \begin{aligned} i_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ i_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned}$$

Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel est supposé idéal, on pourra écrire.

$$i_2 = -i_1 = i \quad \text{car } v_2 = v_1 = 0$$

$$i_2 = i = Y_{21}V_1$$

$$i_1 = -i = Y_{12}V_2$$

$$\text{D'où } i = Y_{21}V_1 = -Y_{12}V_2$$

En prenant $v_1 = v_2$ et $v_2 = v_1$ d'un côté, et d'autre côté pour les quadripôles passifs on a :

$$\begin{aligned} & Y_{12} = Y_{21} \\ \text{d'où} \quad R &= \frac{1 + \sqrt{1 + 16Q^2}}{4C\omega_0 Q} \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Y_{21}}{Y'_{21}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Y_{21} et Y_{12} sont des admittances

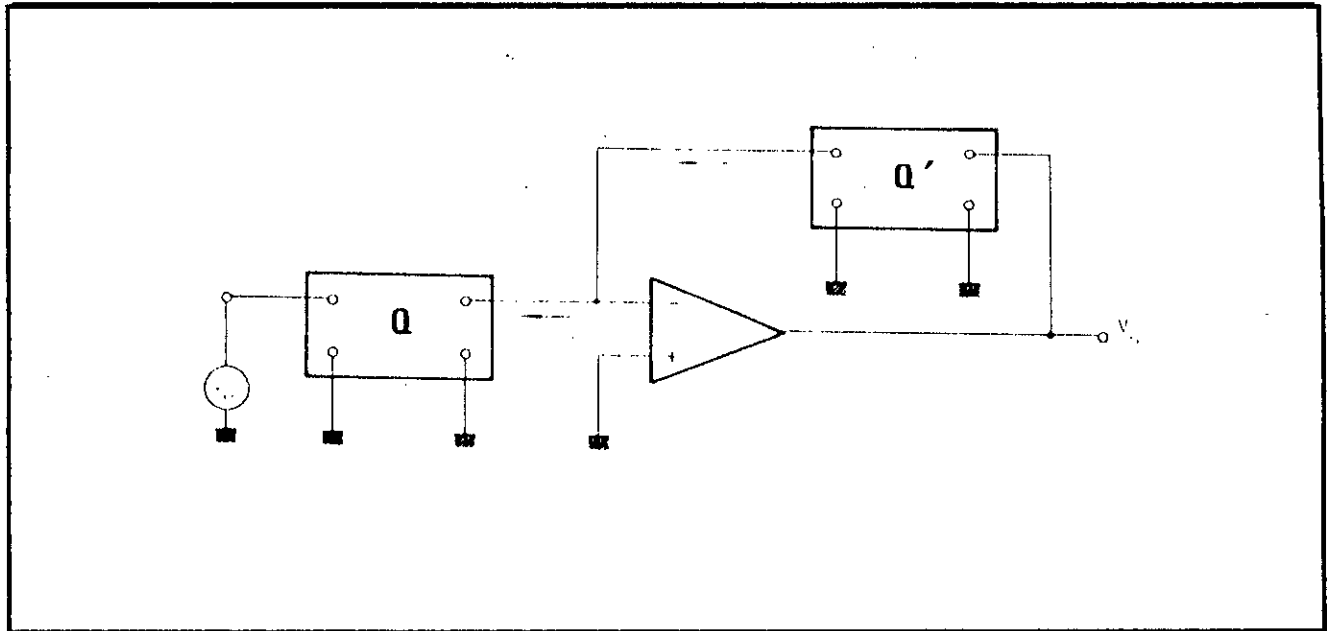


Fig 3.5 : STRUCTURE A CONTRE REACTION SIMPLE

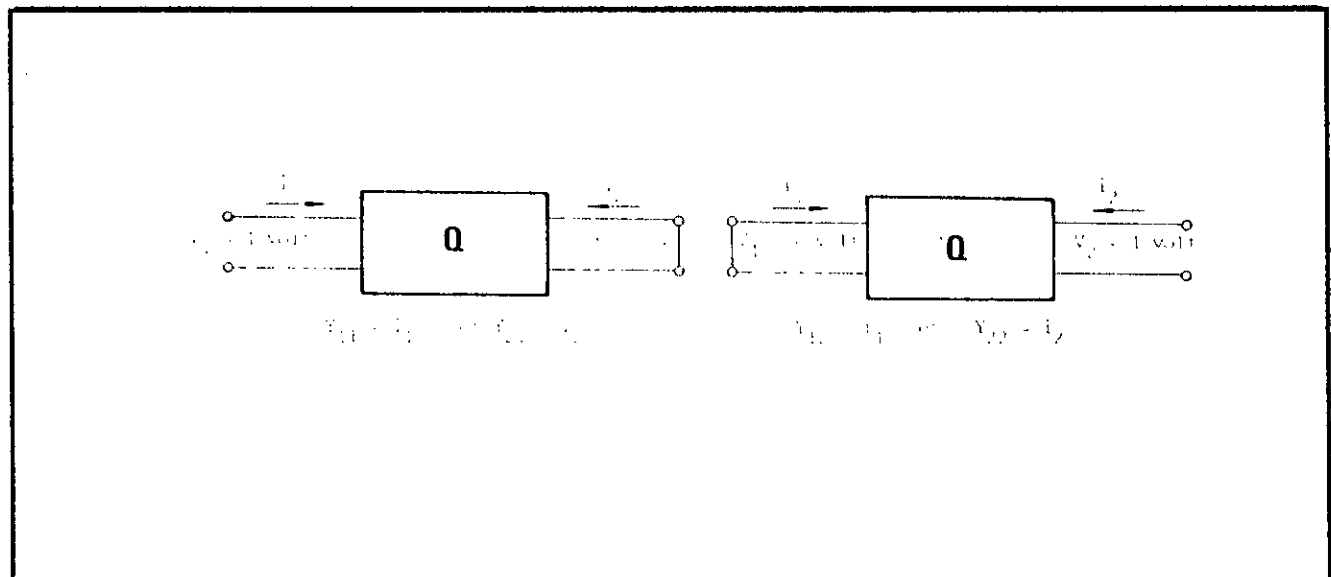


Fig 3.6 : CALCUL DES PARAMETRES Y_{ij}

3.3.2 Filtre passe-bande à contre réaction simple

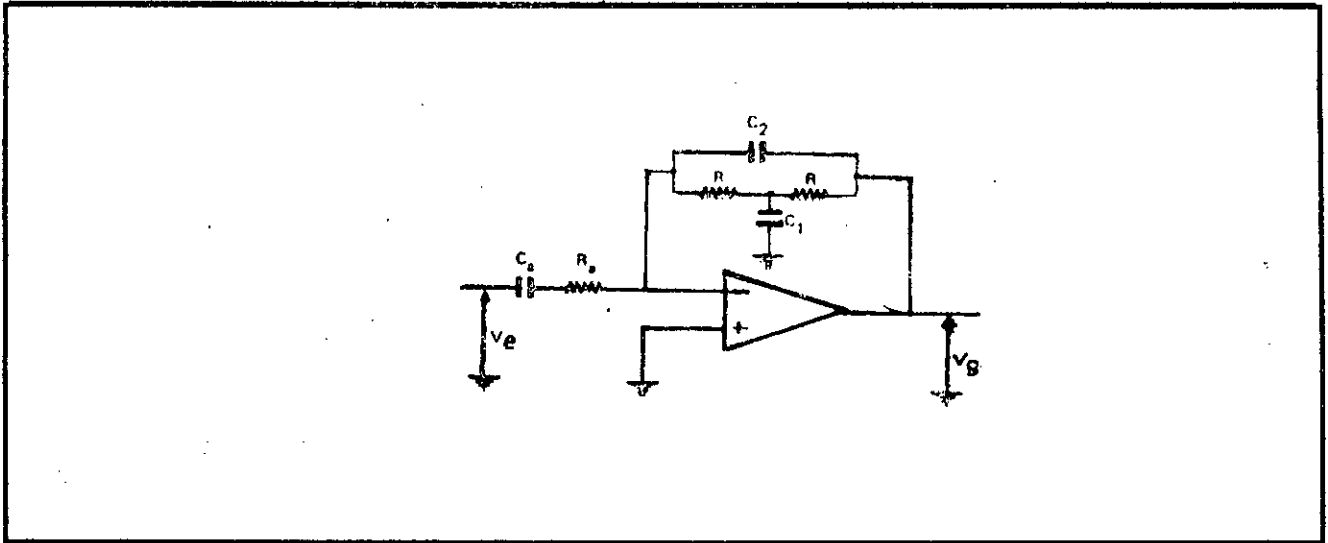


Fig 3.7 : Filtre passe - bande à contre réaction simple

$$Y_{21} = \frac{Ca p}{RaCa p + 1} \quad (3.7)$$

$$Y'_{21} = \frac{R^2 C_1 C_2 p^2 + 2RC_2 p + 1}{1 + \frac{RC_1}{2} p} \quad (3.8)$$

Pour avoir une fonction de transfert qui est de la même forme que celle donner dans la relation (3.4). Il est nécessaire de prendre ce qui suit :

$$R_a C_a = \frac{RC_1}{2}$$

Avec $C_a = C_2$

d'où

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{2RC_2 p}{1 + 2RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2} \quad (3.9)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.10)$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{RC_1} \quad (3.11)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

3.3.3 Structure à contre réaction multiple (Structure de Rauch)

Le schéma de principe d'un filtre utilisant la structure à contre-réaction multiple à partir duquel nous pourrions, par identification, étudier l'ensemble des filtres de ce type. Dans ce schéma Y_i représente soit une résistance, soit une capacité (Fig 3.8).

Dans la mesure où l'amplificateur opérationnel utilisé est supposé idéal, l'application des lois de KIRSCHOFF nous donnent :

$$\frac{Vs}{Ve} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (3.12)$$

3.3.4 Filtre passe-bande à contre réaction multiple

Le schéma du filtre passe-bande à contre réaction multiple est donné par (Fig3.8).

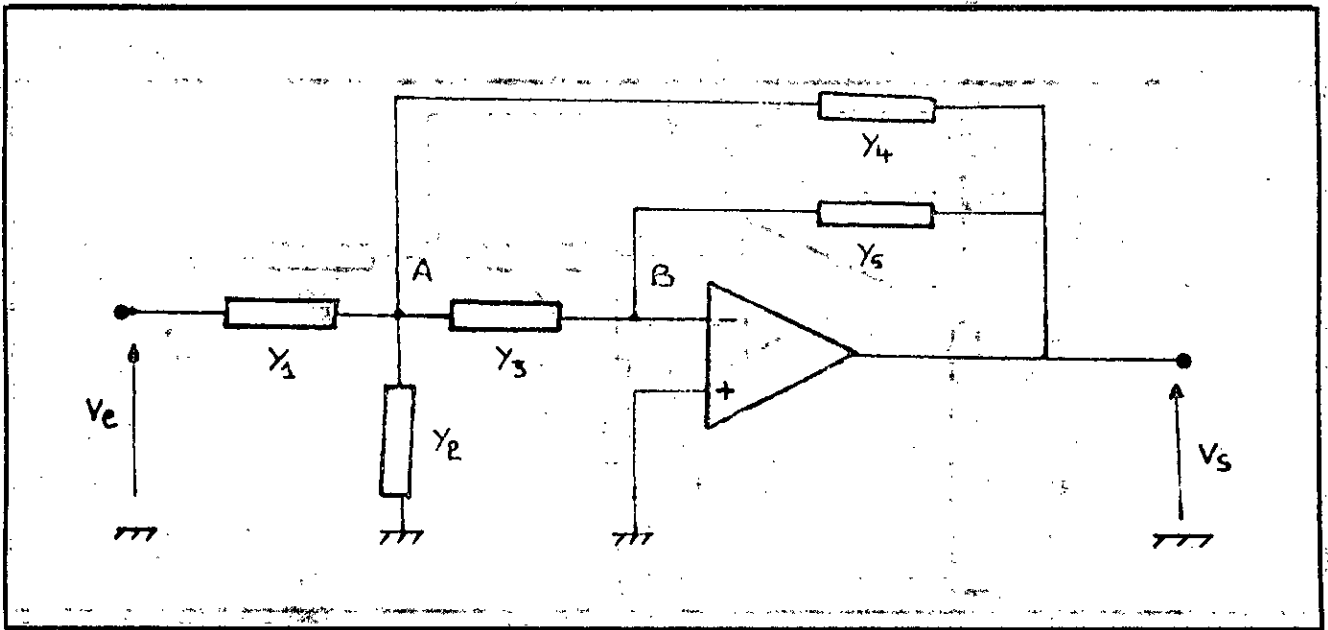


Fig 3.8 : Filtre passe- bande a contre réaction multiple

D'après l'équation (3.4) nous pouvons avoir pour :

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_4 = C_4 p$$

$$Y_2 = \frac{1}{R_2} \quad Y_5 = \frac{1}{R_5}$$

$$Y_3 = C_3 p$$

D'où

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{C_3 \frac{R_5}{R_1} p}{R C C_4 p^2 + (C_3 + C_4) p + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}} \quad (3.13)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 R_2 R_5}{R_1 + R_2} C_3 C_4}} \quad (3.14)$$

$$G_m = \frac{C_3 R_5}{C_3 + C_4 R} \quad (3.15)$$

$$\Delta\omega = \frac{2}{R_1 C} \quad (3.20)$$

$$G_m = \frac{3}{2} \quad (3.21)$$

Tel que $R_1 = \frac{2}{C \Delta\omega} \quad (3.22)$

$$R = \frac{1 + \sqrt{1 + 16Q^2}}{4C\omega_0 Q} \quad (3.23)$$

3.4 Conclusion

Vu le nombre de composants réduit, la facilité de varier la fréquence ainsi que la possibilité de varier F_0 sans changer la bande passante, on choisira pour notre réalisation les filtres passe-bande à contre réaction multiple.

CHAPITRE 4

VISUALISATION DU SPECTRE

4.1 Introduction

En présence d'un phénomène sonore quelconque, on peut donner une image de son évaluation en intensité au cours de sa durée, on parle dans ce cas de courbe dynamique, qu'il est possible de relever à l'aide d'un décibel-mètre (enregistreur logarithmique de niveau).

Un simple oscilloscope pourra également faire apparaître les variations du timbre et de la fréquence. Mais c'est la représentation spectrale du phénomène sonore qui est la plus intéressante, car elle relève le niveau respectif des différentes fréquences qui constituent un signal audible qui aura été décomposé en un grand nombre de bandes à l'aide d'une grande quantité de filtres à réponse étroite.

Un spectrographe (analyseur de spectre), est donc l'appareil électronique qui permet de visualiser sur un écran cathodique en fonction ou autre, le module de l'amplitude en fonction de la fréquence, des diverses raies spectrales d'un signal.

Dans ce chapitre on étudiera le mode d'affichage non multiplexé que nous avons adopté pour notre réalisation.

La partie affichage peut être décomposée en trois parties essentielles (Fig 4.1) :

- Détection de la valeur crête du signal BF.
- Comparaison.
- L'ensemble des LEDs non multiplexées.

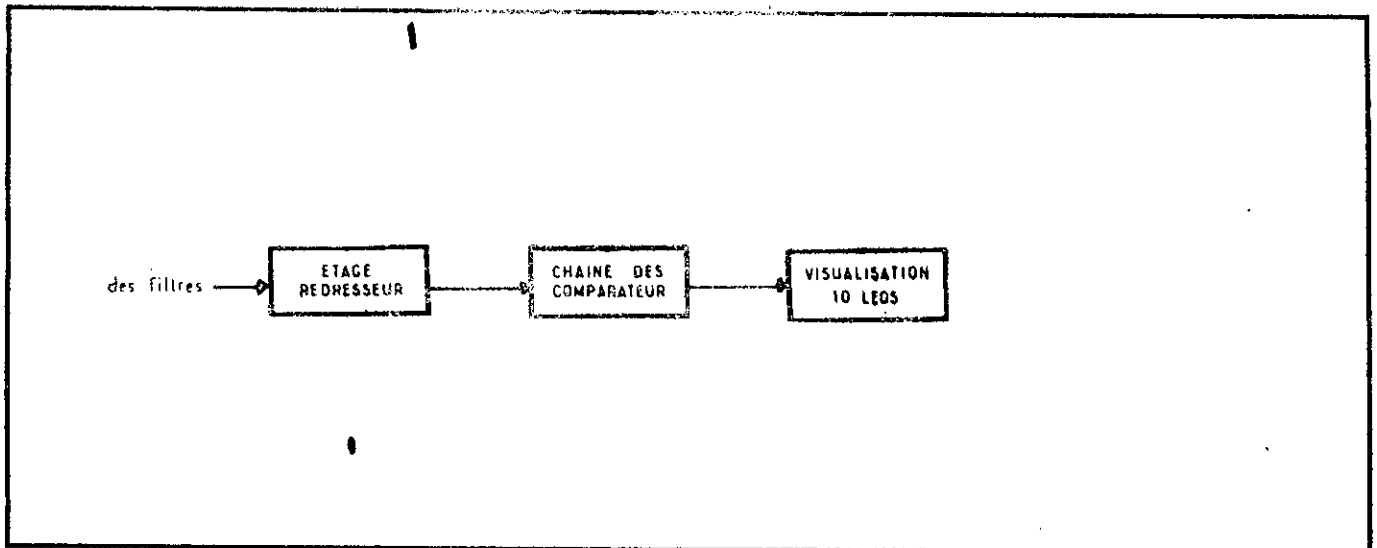


Fig 4.1 : schéma synoptique de la partie affichage

4.2 Détection de la valeur crête d'un signal

La détection d'un événement particulier ou d'une valeur caractéristique d'un paramètre est une fondamentale de l'électronique. Cette fonction est rapprochée du rôle rempli par les capteurs. Aussi, le nombre de selections différentes n'est limité que par l'immagination des électroniciens.

Pour un détecteur de crête, il s'agit de détecter la valeur maximale d'un signal positif ou négatif. Pour cela on utilise un condensateur en tête précédée par une diode (fig 4.2). Pour détecter la crête négative il suffit d'inverser la diode.

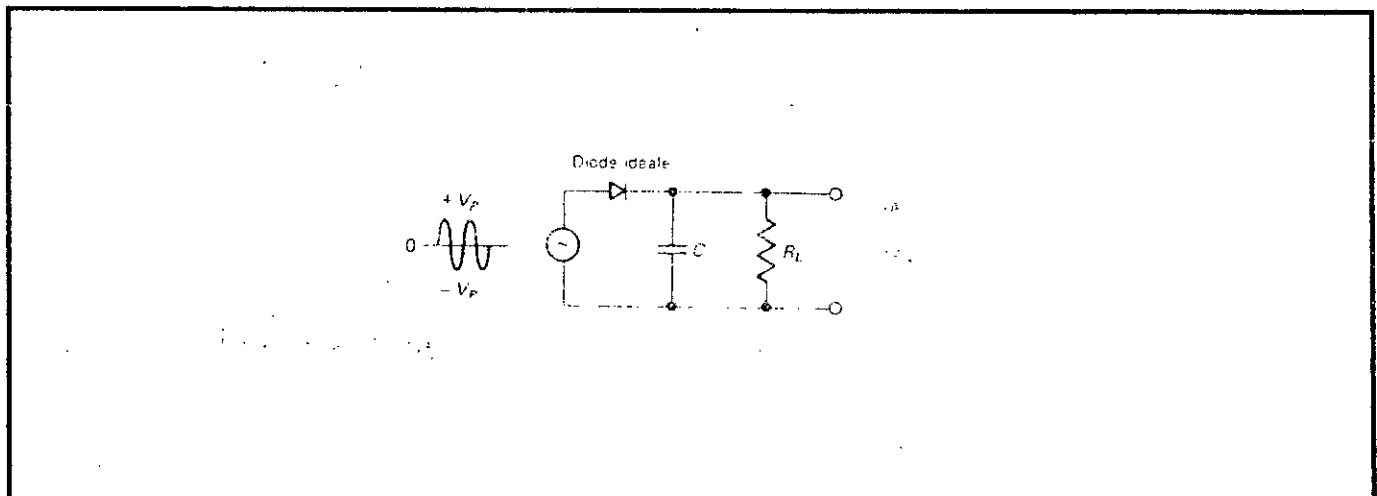


Fig 4.2 : filtre à condensateur en tête

Pour fixer les idées on prend comme signal d'entrée une onde sinusoïdale qui a comme valeur max V_p .

La diode conduit pendant le premier quart de cycle de la tension d'entrée. Idéalement elle ressemble à un interrupteur fermé (fig 4.3). Puisque la diode relie la source directement au condensateur, celui ci peut alors se charger jusqu'à la tension de crête V_p .

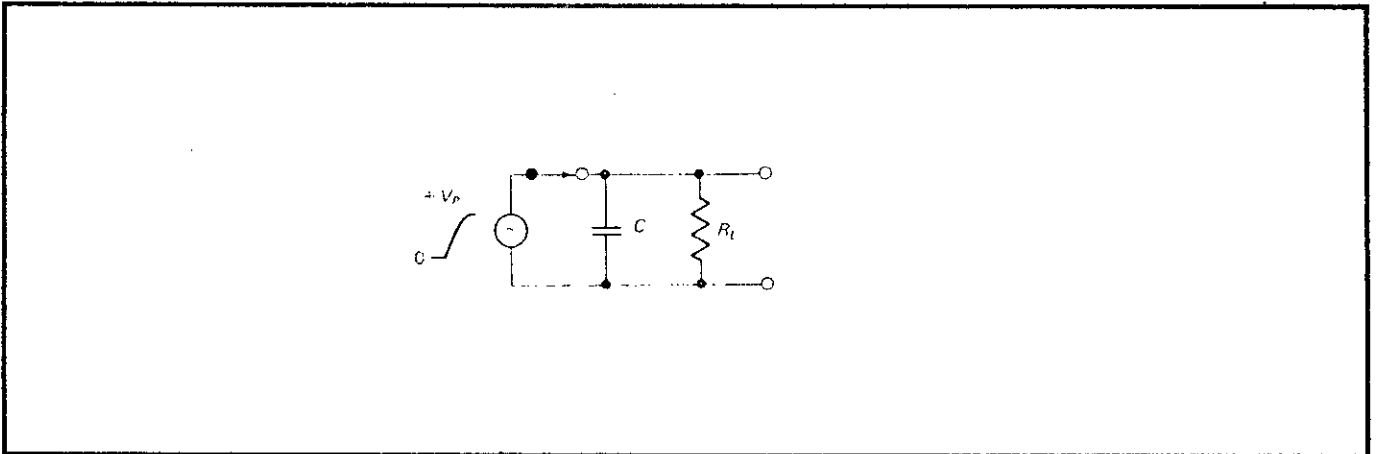


Fig 4.3 : schéma d'un interrupteur fermé

Juste après la crête positive, la diode arrête de conduire, ce qu'on représente par un interrupteur ouvert (fig 4.4). Pourquoi ? Parce-que la tension entre les bornes du condensateur est de $+V_p$ volts. Desque la tension de source est légèrement inférieure à $+V_p$, le condensateur force le courant à inverser son sens de parcours dans la diode qui devient donc polarisée en inverse.

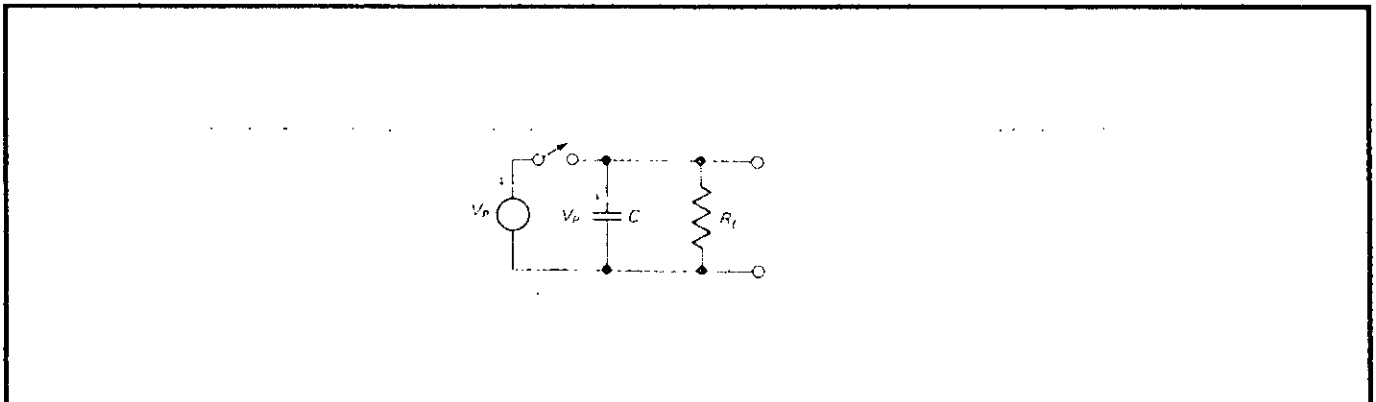


Fig 4.4 : schéma d'un interrupteur ouvert

Le condensateur ne conduisant plus, il commence à se décharger dans la résistance de charge RL.

L'intérêt primordial offert par le détecteur de crête (appelé aussi redresseur de crête) réside dans le fait que sa constante de temps RLC est beaucoup plus grande que la période T du signal d'entrée, c'est pourquoi le condensateur ne perd qu'une petite partie de sa charge. A la prochaine crête positive d'entrée la diode se remet à conduire brièvement et recharge le condensateur.

La tension maximale égale V_p . Lorsque la diode ne conduit pas le condensateur se décharge dans la résistance, lorsque la constante du temps RLC est grande, la tension de sortie entre les bornes du condensateur baisse légèrement tel qu'indiqué; aussi on ne voit que le tout début d'une décharge exponentielle, ce qui remplace la charge perdue par le condensateur, la tension de sortie revient à V_p (Fig 4.5).

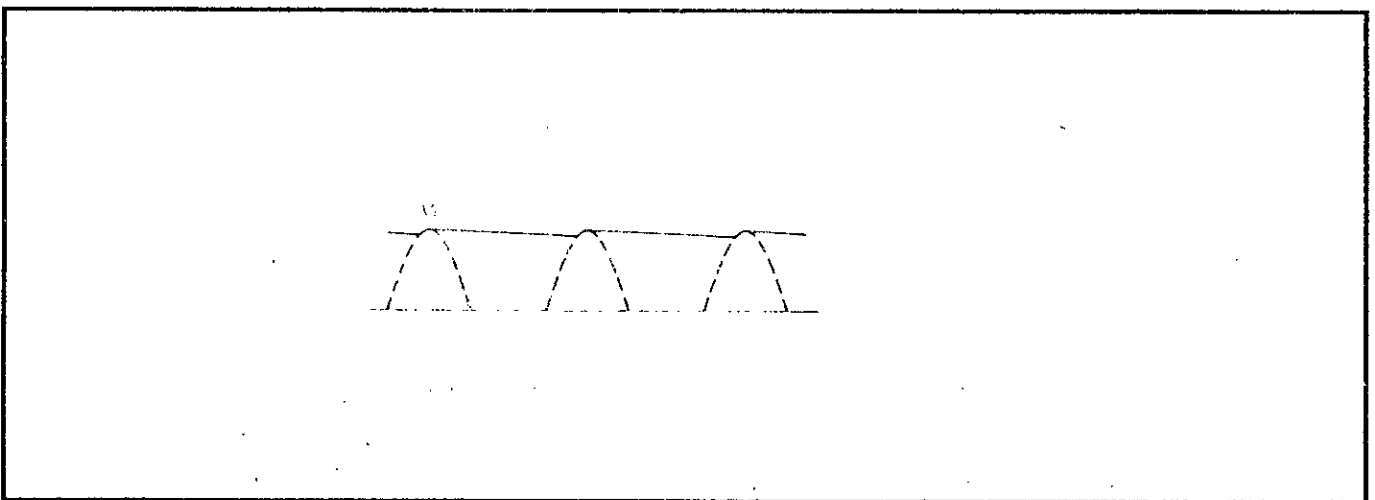


Fig 4.5 : signal de sortie d'un filtre à condensateur en tête

Et enfin pour obtenir une grande constance de temps, RLC doit être nettement la plus grande période des signaux sonores à analyser, d'au moins dix fois, c'est à dire supérieure à la période du signal de fréquence 32 Hz donc:

$$R_L C \geq \frac{10}{32}$$

ce qui donne

$$R_L C \geq 0.3125 \quad (4.1)$$

Ce n'est pas tout pour le détecteur de crête car un phénomène gênant et classique en électronique, ce phénomène se produit avec les circuits à transistors, les circuits intégrés et notamment les circuits à diodes, c'est le problème de retour du courant continu dû au couplage par capacité, ce qui est dans notre cas représenté par la capacité utilisée à la sortie des filtres, qui transmet vers l'étage détecteur de crête les fréquences sélectionnées en question.

Pour remédier à ce problème on ajoute une résistance R_d de retour du courant continu aux bornes de l'entrée du circuit détecteur (Fig 4.6).

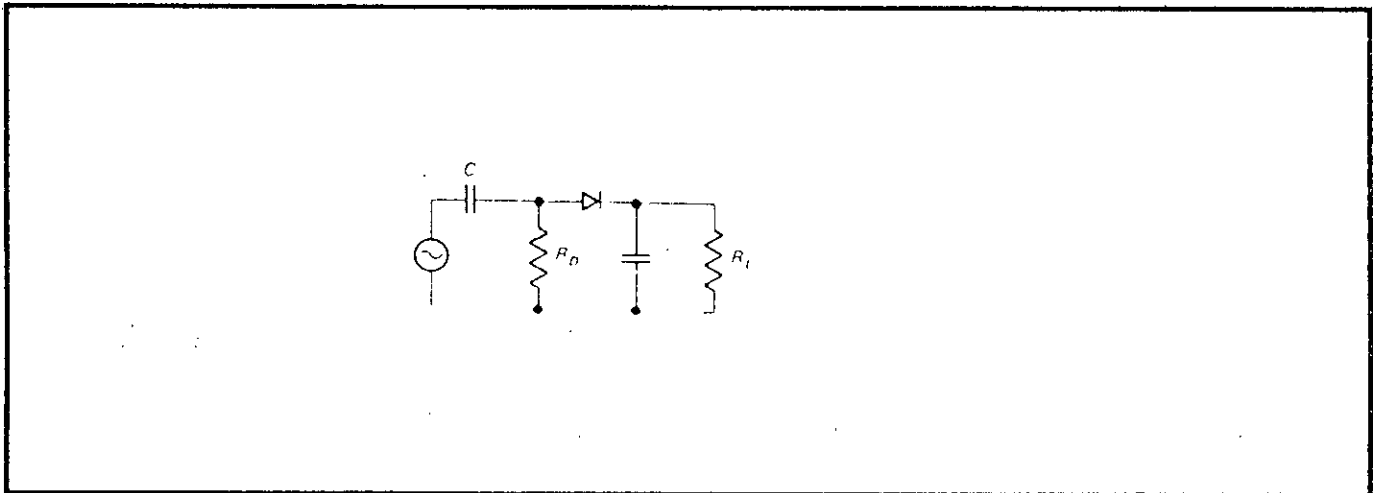


Fig 4.6 : schéma complet d'un détecteur de crête

La résistance R_d permet au condensateur de se décharger pendant le temps où la diode ne conduit pas, autrement dit toute la charge déposée sur les armatures du condensateur est éliminée pendant le demi-cycle suivant.

La valeur de R_d n'est pas importante, une seule condition à respecter est de garder R_d plus petite ou égale au dixième de R_L .

4.3 COMPARATEURS

Un comparateur est un organe analogique essentiellement un amplificateur opérationnel, dont la fonction est d'indiquer si la tension analogique appliquée sur l'une de ses deux entrées est inférieure ou supérieure à celle appliquée sur l'autre entrée. L'égalité de ces deux tensions ne constitue pas une troisième possibilité au test de comparaison. Elle est assimilée au cas d'infériorité.

4.3.1 Principe d'un comparateur

La façon la plus simple d'utiliser un amplificateur opérationnel est en boucle ouverte (Pas de boucle de réaction). A cause du gain élevé d'un amplificateur opérationnel, la plus petite tension d'erreur (d'ordre de quelques micro volt), produit une excursion de sortie maximum lorsque V_1 est plus grand que V_2 la tension d'erreur est positive par conséquent la tension de sortie atteint sa valeur positive maximum, généralement de 1 à 2 v de moins que la tension d'alimentation. Par contre, si v_1 est inférieure à v_2 la tension de sortie passera à sa valeur négative maximum.

4.3.2 Détecteur tout ou rien

A partir des amplificateurs opérationnels on peut réaliser deux montages de base :

- Comparateur en montage non inverseur
- Comparateur en montage inverseur.

4.3.2.1 Comparateur en montage non inverseur

L'amplificateur est en boucle ouverte ce qui présente l'inconvénient d'être tributaire des variations de ce gain et l'avantage de présenter une haute impédance sur les deux autres. Ces deux tensions à comparer doivent avoir une même polarité

4.3.2.2 Comparateur en montage inverseur

Une façon d'établir la tension de référence et de visualiser l'état de sortie (Fig 4.7)

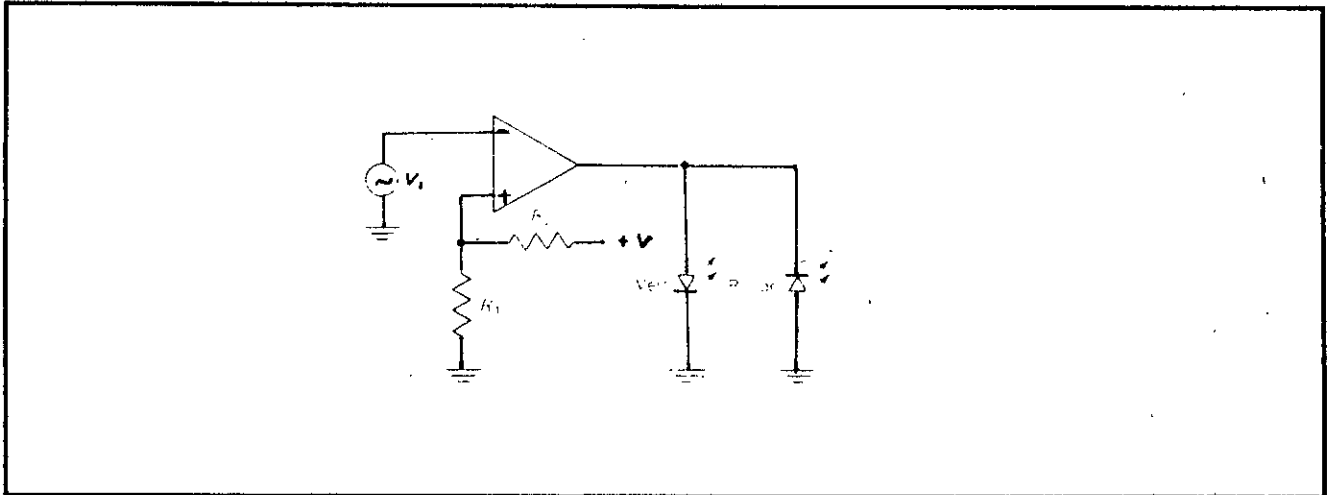


Fig 4.7 : Détecteur tout ou rien

lorsque v_1 dépasse v_{ref} , la sortie devient négative et allume la diode électroluminescente rouge, ceci indique la condition 'tout'. De l'autre côté, si v_1 est plus petit que v_{ref} la sortie devient positive et allume la diode électroluminescente verte, indiquant 'rien'.

En choisissant des valeurs convenables pour R_1 et R_2 on peut établir n'importe quelle valeur positive de la tension de référence qui est donnée par l'équation suivante

$$V_{ref} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \cdot V \quad (4.1)$$

Il existe également en circuit intégré, et selon ce dernier il faudra prévoir une protection des entrées, une limitation de la tension de sortie, un circuit hystérésis et éventuellement un étage de gain unité capable de débiter un courant considérable.

Certain comparateur dispose une entrée supplémentaire appelée échantillonnage (Strob) permettant de bloquer au niveau zéro la sortie du comparateur, ceci permet de ne prendre en compte la sortie du comparateur qu'après disparition des transitoires parasites dûs aux commutations.

4.4 Choix d'un comparateur

Un choix judicieux d'un tel ou tel comparateur se base essentiellement sur ses caractéristique techniques

4.4.1 Le courant d'entrée

Les comparateurs en circuit intégrés ont généralement des courants entrés importants, aussi les résistances de source doivent être faibles Si ce n'est pas possible un étage adaptateur de gain unité sera placé devant le comparateur, ce qui aura également comme conséquence d'accroître la rapidité du comparateur. Pour diminuer la dérive dûe aux courant d'entrée des résistances des valeurs égales seront placées en series avec les entrées.

4.4.2 La tension d'entrée différentielle maximale admissible

Les comparateurs sont souvent soumis à des variations importantes d'entrée ils doivent donc pouvoir supporter une variation . Ils doivent donc pouvoir supporter une surcharge importante sans risquer de se détériorer. Si tel n'est pas le cas , un circuit de protection est nécessaire (Des diodes).

4.4.3 Le gain

Ils n'est pas toujours élevé pour les comparateurs du commerce. Les comparateurs réalisés à partir d'amplificateur opérationnel permettant un plus grand gain et donc meilleur résolution

4.4.4 L'immunité au bruit

Dans le cas des comparateurs très sensibles, le bruit d'entrée peut provoquer des basculement intempestifs en sortie et plus ou moins francs. Les comparateurs a FET donnent un bruit plus faible

4.4.5 La vitesse

Celle ci, dépend de la bande passante, du circuit de compensation, de l'excursion de la tension de sortie, de la saturation ou non des étages d'entrées et de la vitesse d'excursion. un étage adaptateur placer devant le comparateur augmentera la vitesse.

4.4.6 La sensibilité

Le comparateur doit être stable durant les transitions de la sortie. Là encore, les comparateurs réalisés à partir d'amplificateur opérationnel sont susceptibles de donner des meilleurs résultats.

En prenant pour notre montage le comparateur LM3914, spécialisé dans ce genre de fonctionnement, il contient dix comparateurs intégrés pour pouvoir comparer le signal d'entrée appliqué à la borne cinq (qui est traité par un étage buffer), avec les dix seuils qui sont réglable, grâce à une référence de tension interne, dont une partie seulement est prélevée pour réaliser le seuil de haut (R_{hi}) de la chaîne de mesure. Le seuil de bas est simplement relié à la masse.

Notons également que la variation des niveaux, même très rapide captée par le microphone est restituée très fidèlement et visualisée à l'aide de dix amplificateurs opérationnels monter en comparateur de tension.

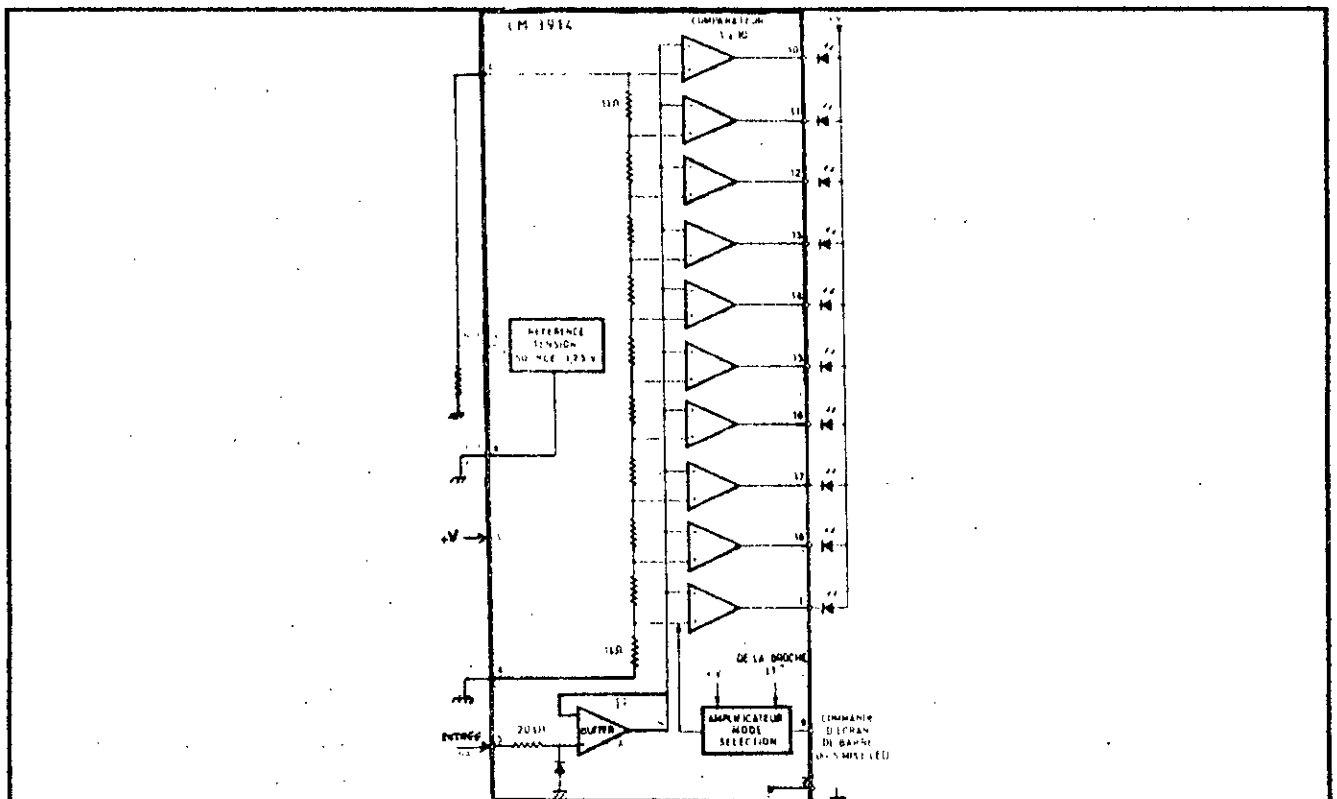


Fig 4.8 : Schéma synoptique de LM3914

4.5 Conclusion

On peut dire que la variation de niveau, même très rapide , captée par le micro est restituée très fidèlement et visualisée à l'aide de dix amplis-opérationnels montés en comparateur de tension... et tous présent dans le circuit intégré LM 3914 spécialisé dans ce genre de fonction.

CHAPITRE 5

ETUDE PRATIQUE DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

5.1 Introduction

Dans ce chapitre nous aborderons l'étude pratique de l'analyseur par banc de filtres analogiques à dix canaux qui va servir comme maquette des travaux pratiques au laboratoire d'acoustique. Le banc de filtres peut être décomposé en plusieurs parties (Fig 5.1) :

- 1- La préamplification
- 2- L'amplification de puissance
- 3- Le filtrage passe bande
- 4- La détection
- 5- La comparaison
- 6- La visualisation à dix LEDs.

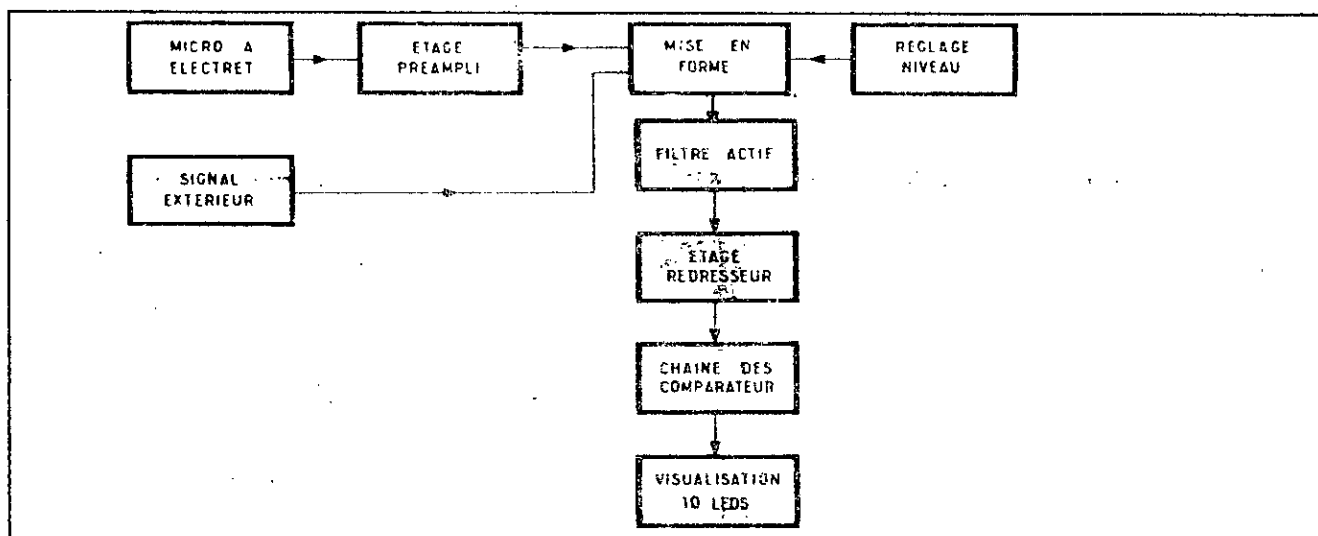


Fig 5.1 : Schéma synoptique de l'analyseur du spectre.

5.2 LA PREAMPLIFICATION

Le préamplificateur qu'on a réalisé est constitué d'un seule étage d'amplification réalisé autour d'un amplificateur opérationnel, uA741 montage inverseur dont l'impédance d'entrée est égale à la valeur de la résistance R2. Le petit micro polarisée à travers R1 (son impédance de sortie) délivre un faible signal transmis à travers le condensateur C1 vers l'entrée inversées du préamplificateur (Fig 5.2).

L'impédance d'entrée du préamplificateur est donnée par l'équation (2.2) se qui donne :

$$Z_e = R2 = 10 \text{ Kohms}$$

Ainsi l'impédance de sortie du micro doit être la plus proche possible de l'impédance d'entrée du préamplificateur

donc

$$Z_{smic} = R1$$

On prend $R1 = 10 \text{ Kohms}$

et $C1 = 470 \text{ nF}$

5.3 L'étage de puissance

L'étage de puissance c'est un amplificateur Push-Pull classe B à emetteur suiveur. Les transistors T1 et T2 sont le 2N 1711 et le 2N 2905A, le tableau suivant résume leurs différentes caractéristiques :

	$I_{cmax}(A)$	$V_{ceo}(V)$	β_{min}	β_{max}	$V_{cesat}(V)$	T_{jmax}
2N 1711 (T1)	0.6	50	100	300	1.5	200
2N 2905 (T2)	0.6	60	100	100	0.4	200

Le constructeur donne aussi :

• Pour le 2N 1711 :

$$P_{dmax}=800\text{mw} \quad \text{pour } T=25 \text{ c avec } D=4.56\text{mw}/^{\circ}\text{c}$$

$$P_{dmax}=3\text{w} \quad \text{à une température de boîtier de } 25 \text{ c avec } D=17.2\text{mw}/^{\circ}\text{c}$$

• pour le 2N 2905A

$$P_{dmax}=600\text{mw} \quad \text{pour } T=25 \text{ c avec } D=3.43\text{mw}/^{\circ}\text{c}$$

$$P_{dmax}=3\text{w} \quad \text{à une température de boîtier } T=25 \text{ c avec } D=17.3\text{mw}/^{\circ}\text{c}$$

On calcul la puissance maximale que puissent dissiper les transistors à une température de boîtier T_c . On se limite à une température maximale $T_c=100 \text{ c}$

$$P_{dmax}=P_0-D(T_c-25)$$

On aura

$$P_{dmax}=1.29\text{w}$$

Donc à 100 c le boîtier les transistors dissipent 1.29w chacun. La puissance totale qui puisse être dissipée par les deux transistors est :

$$P'_{dm}=2 P_{dm}= 2.58 \text{ watt}$$

On prend $P'_{dmax}=2\text{w}$ pour des raisons de sécurité la puissance de sortie maximale est :

$$P_{omax}=5 P'_{dm}=10\text{w}$$

• Calcul de V_{ccmax}

$$\text{On a} \quad P_{omax}=V_{ccmax} \cdot I_{cmax}/4$$

$$\text{avec} \quad I_{cmax}=0.5\text{A}$$

$$\text{Donc} \quad V_{ccmax}=80\text{V}$$

Pour éviter la destruction des transistors il faut que V_{ceo} soit supérieur à V_{cc} pour cela on limite V_{ccmax} à 40V .

•Calcul de I_{cmax} pour $V_{cc}=12V$

28

On a $I_{cmax}=V_{cc}/2R1$

Donc $P_{omax}=V_{cc} \cdot I_{cmax}/4$

Donc $P_{omax}=2.25 \text{ watts}$

Chaque transistore dissipe

$$P'_{dmax}=P_{omax}/5$$

Donc $P'_{dmax}=0.45 \text{ watt}$

Donc les transistors ne nécessitent pas des radiateurs

•Calcul de $R4$ et $R5$

D'après (2.25) on trouve :

$$R4=64 \text{ ohms}$$

$$R5=5.8 \text{ ohms}$$

On prend pour $R5$ la valeur normalisée la plus proche

D'où $R5=6.8 \text{ ohms}$

•Calcul des valeurs des capacités $C2$ et $C3$

Donc d'après(2.9)

$$Z_e=800 \text{ ohms}$$

$$C2=80 \mu F$$

Mais on prendra la valeur normalisée suivante

$$C2=100 \mu F$$

Et en utilisant (29). On trouvera : $C3=520 \mu F$

Mais on prendra la valeur normalisée suivante : $C3=470 \mu F$

5.4 Filtre passe-bande

Le signal de provenance du préamplificateur attaque les dix canaux montés en parallèle, chaque canal débutant par un filtre passe-bande, dont le rôle est de ne laisser que les fréquences voulues le banc comprend dix filtres actifs passe-bande du deuxième ordre à contre réaction multiple (ou de Rauch); le choix de cette structure a été motivé par les avantages qu'ils apportent (Ph 3.4)

Le calcul des composants se fait à partir des relations les liant aux caractéristiques de la réponse désirée (2.15),(3.16),(3.17), cela revient en effet à résoudre un système d'équations où les inconnues sont les valeurs recherchées.

Dans le cas où le nombre d'inconnues est supérieur au nombre d'équations, on fixe la valeur d'un ou deux composants, suivant le cas, puis on déduit les valeurs des autres composants.

Dans le cas des filtres passe-bande à structure de Rauch on fixe les valeurs des résistances R5 et R6 on prend :

$$R5=R6=330\text{Kohms}$$

Puis on calcule les valeurs des capacités C5 et C6, nous prendrons pour les condensateurs C5 et C6 des valeurs identiques dans chaque filtre. Tous les composants sont maintenues inchangés.

on choisit le gain Gf_0 à la fréquence de coupure 6 dB donc d'après (3.15),(3.16),(3.17) on trouve :

$$P3=41250\text{ ohms}$$

Bien entendu le signal issu du préamplificateur qui va être traité par les bancs des filtres, peut être atténué à l'aide d'un potentiomètre P2, pour cela on choisit un gain Gf_0 relativement élevé pour prendre en considération les signaux très faibles qui peuvent parvenir de l'extérieur par l'entrée jack. En se basant sur les équations (3.15),(3.16),(3.17), on peut aisément calculer les valeurs des condensateurs de chaque filtre, malheureusement les valeurs trouvées ne sont pas normalisées, on va donc utiliser des condensateurs dont les valeurs sont normalisées les plus proches des valeurs trouvées par calcul. Il est bien clair qu'après les équations (3.15),(3.16),(3.17), que la fréquence centrale d'un filtre dépend des capacités C5 et C6 donc il est tout à fait normal qu'on va obtenir un décalage de la fréquence centrale de chaque filtre.

Ce décalage va être compensé par en agissant sur la valeur de P3 qui va être remplacée par un ajustable de 50 Kohms. Jusque là, la fréquence ait sa valeur exacte, il reste à noter que la bande passante des filtres est inversement proportionnelle à C5 et C6, mais comme les valeurs des capacités utilisées sont légèrement différentes des valeurs trouvées par calcul, alors cette variation peut être considéré comme négligeable aussi les fréquences de coupures vont subir une légère variation puisque elles dépendent de la valeur du facteur de qualité Q (3.15),(3.16),(3.17), ce dernier qui doit être égal à 1.41 pour assurer un recouvrement total ,et ilestinversement proportionnels à la bande passante. Alors on a adopté une solution par compromis qui se résume d'avoir une valeur exacte de la valeur de la fréquence centrale ,mais avec des légères variations au niveau de la bande passante de chaque filtre, ainsi que les fréquences de coupure.En résumé tout les calculs on utilisant les équations(3.15),(3.16),(3.17).

Comme on peut le remarquer la valeur de Q n'est pas toujours égale à 1.41, cette valeur qui correspond à un recouvrement parfait ,car on risque de s'éloigner de la valeur exacte de la fréquence centrale.Ce qui entraîne soit une diminution ou une augmentation du gain G_{f0} selon que P3 soit plus petite ou plus grande que la valeur trouvée par calcul qui est égale à 41250 ohms, et voici donc le schéma complet des filtres passe-bandes (Fig5.2)

On a utilisé l'amplificateur opérationnel le $\mu A741$ dans la réalisation des dix filtres, en boîtier de huit broches DIL.

A noter qu'on aurai pu utiliser le LM324 qui contient quatre amplificateurs operationnels, mais pour avoir une meilleure vision du circuit, on a préférer utiliser le $\mu A741$.

5.5 partie visualisation

Comme il a été montré dans la section 4.2, la constante du temps $R_{10}.C_8$ doit etre nettement supérieure à 0.312, on prend donc :

$$C_8=22\mu F$$

et

$$R_{10}=47K$$

pour la résistance R9 du retour du courant ,il suffit qu'elle soit inférieure à un dixième de R10 :

On prend donc

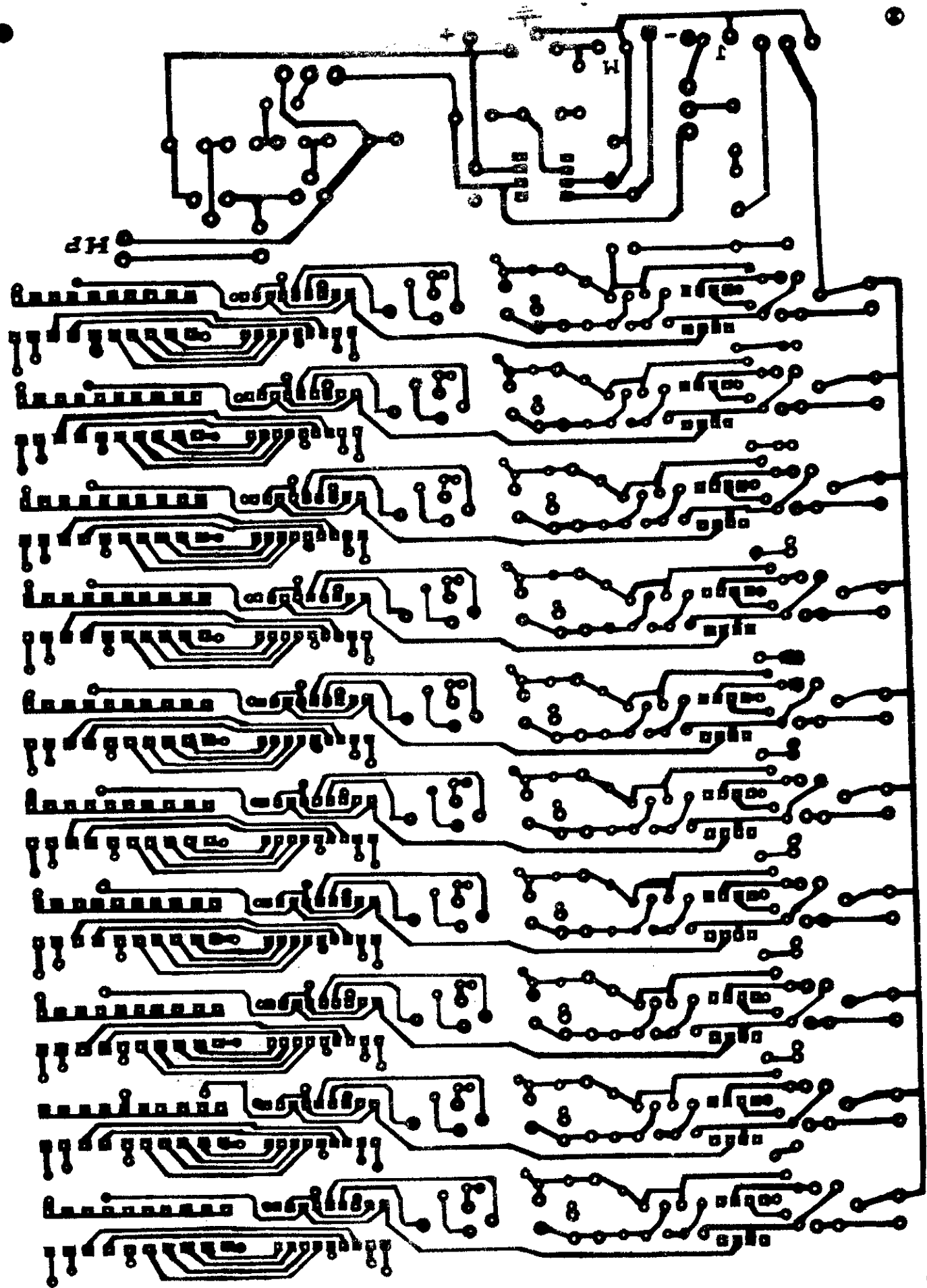
$$R_9=1K$$

$$C_7=470nF$$

Les ajustables P3 et P4 seront respectivement de 100K et 10K

F0(hz)	Fh(hz)	Fl(hz)	F(hz)	Q	G(db)	C5,C6	R6(K)	R7,R8(K)
32	23.34	43.86	20.52	1.559	19.75	47nF	33.93	330
64	45.72	89.57	43.84	1.459	18.86	22nF	38.71	330
125	85.75	182.21	96.45	1.29	16.54	10nF	49.12	330
250	188.94	330.79	141.84	1.76	21.88	6.8nF	26.56	330
500	359.3	695.78	336.47	1.48	18.92	2.2nF	48.68	330
1000	728.89	1372	643	1.55	19.71	1.5nF	34.11	330
2000	1496.5	2672.8	1176.3	1.7	21.26	820pF	28.53	330
4000	2797.17	5720	2923	1.36	17.49	330pF	44.05	330
8000	5741.5	11146	5405	1.48	18.85	170pF	44.05	330
16000	11165	22928	1763	1.36	17.38	82pF	44.59	330

Tableau 5.1 : Valeurs et caractéristiques des filtres passe-bandes



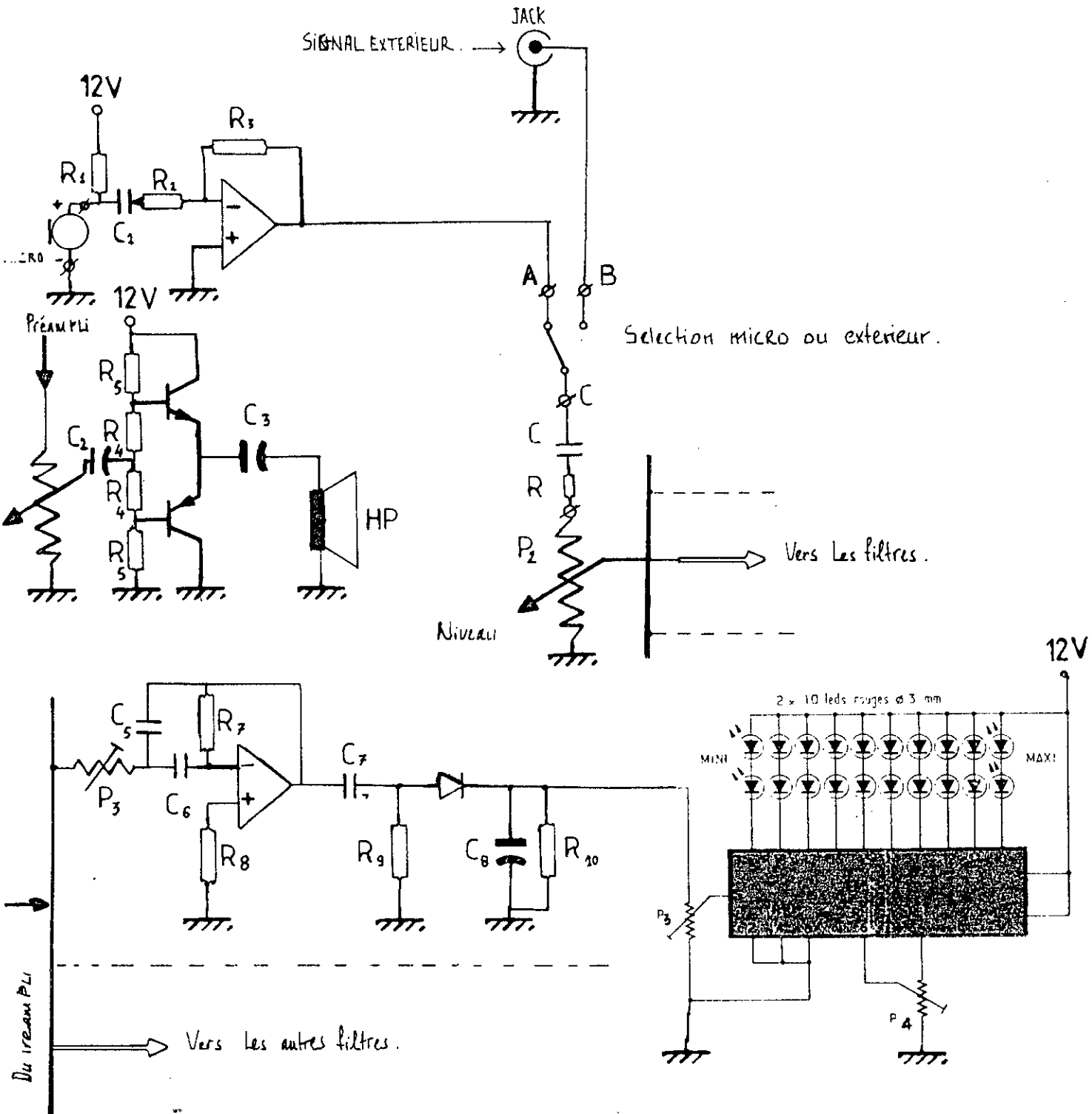


Fig5.2: SCHEMA COMPLET

CONCLUSION GENERALE

Ainsi s'achève notre étude sur la réalisation d'un analyseur de spectre à dix bandes de fréquences, basée essentiellement sur la division d'un signal quelconque en dix bandes de fréquences à l'aide d'un banc de dix filtres à réponse étroite.

Il faut noter qu'un tel analyseur peut encore être amélioré, car nous avons volontairement limité notre réalisation à dix bandes de fréquences seulement, alors qu'un matériel sophistiqué pourra décupler ce nombre en associant de nombreux filtres à réponse très étroite.

Notre but est tout autre, car il ne s'agit point de concurrencer les appareils du commerce, mais plus simplement de réaliser un analyseur, rudimentaire certes, mais dont nous puissions bien saisir tous les rouages.

Donc si on souhaite atteindre une définition plus précise, il faut dans ce cas là aller plus loin. Il lui suffira dès lors de suivre nos indications, car le module proposé est aisément transposable à un nombre plus grand de filtres donc de voies, c'est pour cette raison qu'on a utilisé un bloc d'affichage constitué de nombreuses diodes LED non multiplexées. Il existe en effet des analyseurs travaillant par demi-octaves (20 bandes) et même par tiers d'octaves (30 bandes).

Ce type d'instruments est beaucoup plus rare en raison de son prix (proportionnel à sa précision). C'est pour cela qu'il est plus spécialement rencontré dans les laboratoires d'analyses sonores que dans une salle à manger.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.Mercier, Traité d'acoustique, Presses Universitaires de France, 1962.
- [2] K.Deret, Un analyseur de spectre 10 bandes, Hobbytronique, N° 14, PP. 9- 13, 1992.
- [3] M.Aumiaux, Pratique de l'électronique, Massons, Paris 1977.
- [4] M.Rossi, Electroacoustique, Presses polytechnique romande, Suisse 1986.
- [5] P.Dejoncker, Précis de pathologie et de therapeutique de la voix, Edition universitaires J. Pdelarge, Paris 1980.
- [6] R.Boite et M.Kunt, Traitement de la parole, Presses Polytechniques romandes, Lausanne 1987.
- [7] E.Emerit, Cours de phonétique acoustique, Collection Sibawayh SNED, Alger 1977.
- [8] J.S.Lienard, Les processus de la communication parlée-Introduction à l'analyse et la synthèse de la parole, Masson, Paris 1977
- [9] Y.Hamada, Circuits électroniques, O.P.U, Alger 1984.
- [10] M.Laberrere, J.P Kiref et B.Gimonet, Le filtrage et ses applications, Cepaduces-Editions, Toulouse 1988.
- [11] J.Auvray, Pratique des signaux analogiques, Dunod, Paris 1979.
- [12] J.P.Guillet, Réseaux actifs, Filtres, Masson 1972.
- [13] S.Coeurdacier, Electronique 2. amplification basses fréquences, Dunod, Paris 1980.

- [14] J.Mornond, Schemas d'électronique, Dunod, Paris 1986.
- [15] J.Guibert, La parole, Presses Universitaires de France, 1979.
- [16] A.P Malvino, Pricipes d'éléctoniques, Montréal MCGraw-Hill, 1980.
- [17] A.Pelat, Pratique de l'amplificateur opérationnel, Masson, Paris 1983.
- [18] R.Damaye, L'amplificteur opératuionnel, Société des éditions Radio, Paris 1974.
- [19] J.M Fouchet, Électronique pratique, Technique et vulgarisation, 1984.
- [20] P.Martinak, Selecteur de sources audio, Le Haut-parleur, N° 1843, pp. 112-114, Décembre 1995 Paris.

ANNEXE

1. Nous avons volontairement limité notre appareil à dix bandes de fréquences seulement, alors qu'il est possible d'aller plus loin, on peut travailler par demi-octaves (20 bandes) et même tiers d'octaves (30 bandes), afin d'atteindre une définition plus précise, il suffit dans ce cas là, de doubler ou tripler le module proposé, qui est aisément transposable à un nombre plus grand de filtres. Le mieux encore est d'utiliser un autre modèle de filtre passe bande très pointu (Fig 1.1).

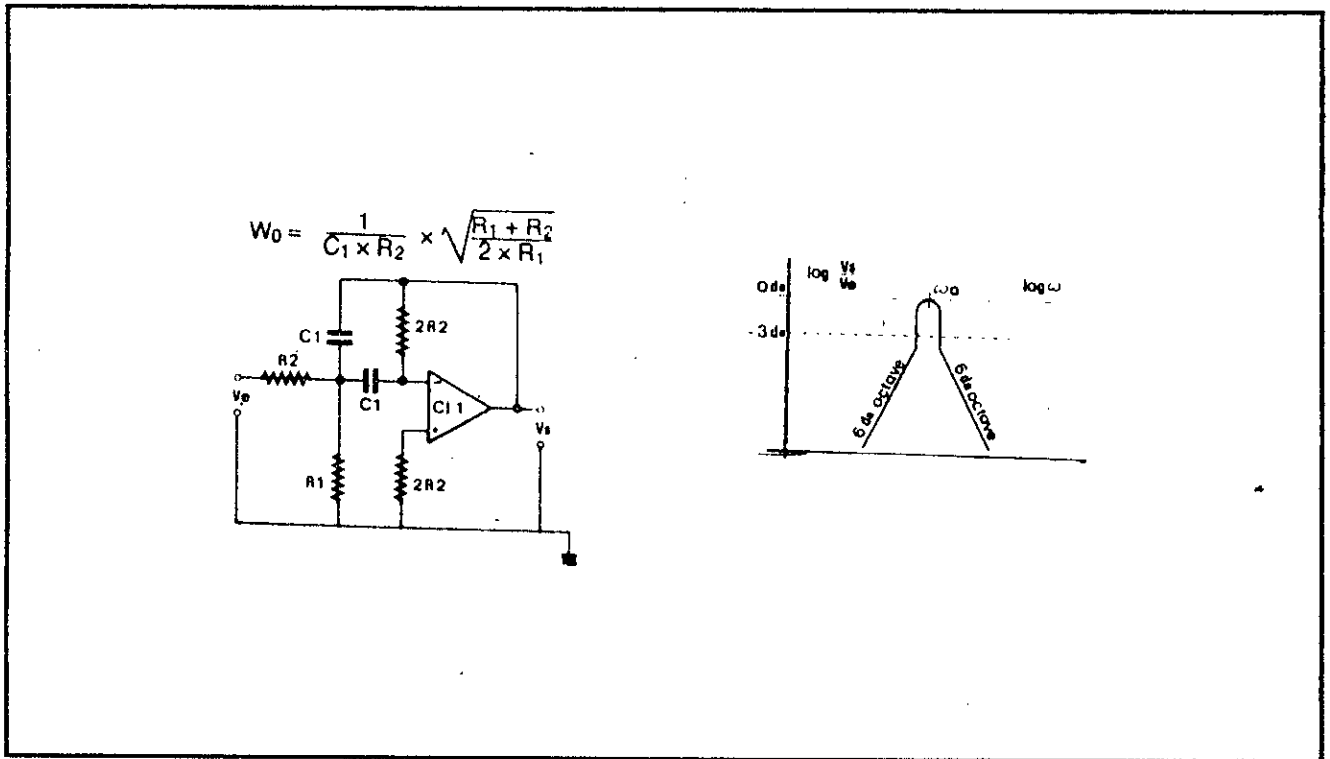


Fig 1.1: Schéma d'un filtre passe bande particulier

Ce filtre passe bande à structure de RAUCH, est très sélective vue sa bande passante très étroite, qui favorise la transmission d'un signal dans une bande de fréquence bien précise.

2. La partie affichage s'effectue sur une matrice à LED de dix par dix. A raison d'un courant de 10 mA par LED, afin d'avoir une luminosité suffisante, cela nous conduit à la bagatelle d'un courant de 1 A. Pas vraiment économique comme solution!

Afin de réduire cette consommation il importe de réaliser un affichage multiplexé, c'est-à-dire qu'une seule colonne est alimentée à la fois. La sélection des colonnes s'effectue donc par le circuit de balayage, tandis-que le circuit d'affichage se charge de visualiser le signal issu de la bande correspondante et devrait être dupliqué pour chaque colonne (Fig 2.1).

En effet, voilà dix signaux qui ne demandent qu'arriver sur les afficheurs mais il n'y a qu'un seul circuit. Deux solution :

- soit laisser la loi du plus fort,
- soit faire appel au circuit de balayage qui joue le rôle de l'agent de police

Afin d'éviter tous risque de collision, chaque sortie de bande est équipée d'un interrupteur qui empêche l'arrivée du signal sur le circuit d'affichage. Le circuit de balayage autorise seulement le passage du signal dont la colonne de visualisation est validée.

Pour la commande de balayage ça sera un simple compteur Johnson (IC1), chacune des sorties du compteur vient activer un interrupteur pour permettre au signal du la bande correspondante d'arriver sur la ligne du niveau. Simultanément, elle vient commander le transistor qui valide la colonne des LEDs correspondante

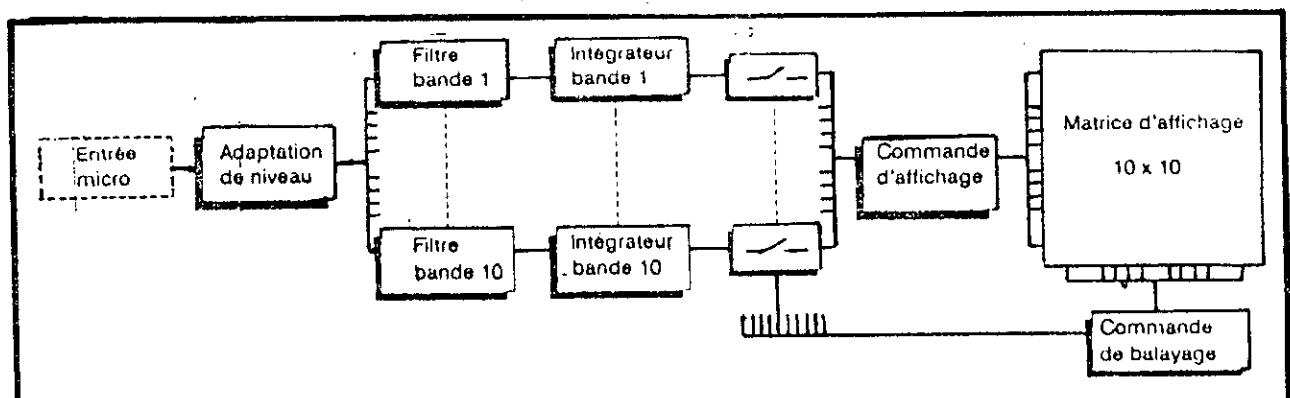


Fig 2.1: SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN ANALYSEUR DE SPECTRE A AFFICHAGE MULTIPLEXE .