

UNIVERSITÉ D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

1/74

1 ex

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

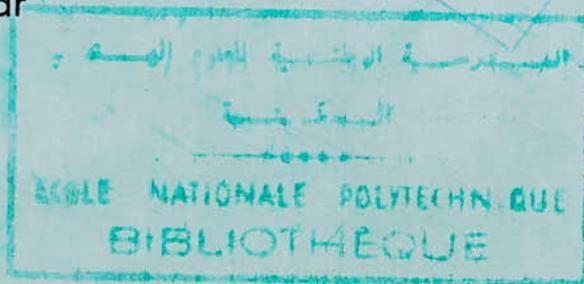
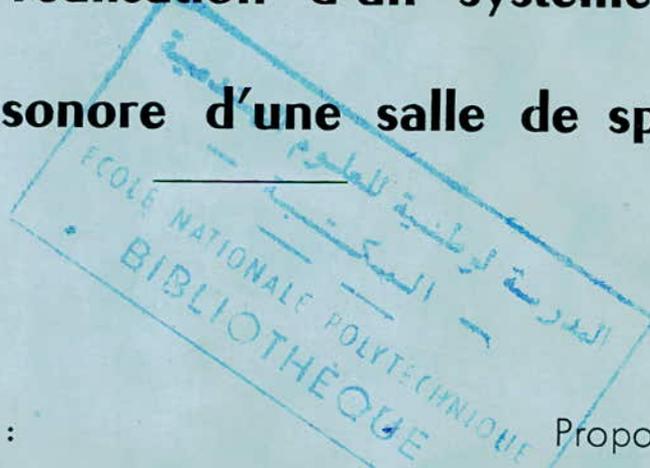
**Etude et réalisation d'un système de
renforcement sonore d'une salle de spectacles**

Étudié et Réalisé par :

MM. AMOUR Jaffar
ARIDJ Sadji

Proposé par :

M. PORÉE



PROMOTION 1974



UNIVERSITÉ D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

**Etude et réalisation d'un système de
renforcement sonore d'une salle de spectacles**

Etudié et Réalisé par :

**MM. AMOUR Jaffar
ARIDJ Sadjji**

Proposé par :

M. PORÉE

PROMOTION 1974

Soutenu le 20 Juin 1974 devant le Jury :

Président : M. ADANE - Docteur Ingénieur

Assesseur : M. DEMONT - Ingénieur

Promoteur : M. POREE - Ingénieur

Invité :

SUJET POUR UN PROJET DE FIN D'ETUDES

"ETUDE THEORIQUE D'UN SYSTEME DE RENFORCEMENT SONORE POUR
SALLE DE SPECTACLE"

I - Problème :

Dans certaines salles de spectacle, afin d'assurer l'intelligibilité de la parole, ainsi que celle de la musique de chambre et celle de la musique symphonique, on est obligé de concevoir un ensemble électronique de contrôle des propriétés acoustiques de la salle. Dans la majorité des cas, il est nécessaire de renforcer, selon certaines normes, le volume, mais aussi la directivité de la propagation sonore.

II - Projet :

Etude théorique complète d'un tel système.

III - Cahier de charges :

1°) - Le système comportera 12 voies d'entrée, dont 8 pour microphones, 2 pour magnétophone, 2 pour lecteur de disques microsillons.

2°) - Le système comportera un nombre de voies de sortie suffisant, pour réaliser la distribution, selon les règles de la propagation sonore, de tous sons en provenance d'une scène. Il est également nécessaire de prévoir une voie spéciale, pour que les artistes puissent s'entendre.

3°) - Les ensembles de reproduction sonore, seront conformes à la norme de haute fidélité la plus récente. Ils comprendront en particulier des ensembles de préamplification, avec corrections et renforcements, et également des filtres sélectifs, aux fins d'élimination des perturbations sonores éventuelles. De même, les éléments de puissance, délivreront un signal maximal de 70 W, par canal, avec une distorsion minimale. Ces éléments seront définis par leur schémas, et les calculs nécessaires pour les établir. Toutes les caractéristiques seront envisagés. Ces ensembles seront conçus de manière originale, en éliminant au maximum les composants peu fiables, ou subissant des contraintes électriques importantes.

4°) - L'alimentation générale de l'ensemble devra être commutable 220 - 127 V, et posséder une haute immunité aux perturbations de tension du secteur. Elle devra être largement surdimensionnée, et posséder des systèmes de sécurité et de protection.

5°) - Technologie souhaitée : on emploiera autant que possible des circuits intégrés, en particulier dans les ensembles de pré-amplification-corrrection.

6°) - Exploitation du système : le système devra être commandé d'une régie centrale, mais aussi d'une console mobile dans la salle afin de contrôler les effets. Tous les câbles seront donc étudiés dans cette optique.

7°) - Rendu du projet : On fournira tous les schémas et les calculs ayant lien, ainsi que toutes considérations utiles.

TABLES des MATIERES

Introduction	1
1 - Système d'égalisation	4
2 - Microphones	
3 - Lecture et enregistrement magnétique	16
Lecture de disque	
4 - L'amplificateur Opérationnel U A 709	25,
5 - Le module d'entrée	33
6 - Le correcteur de tonalité	38
7 - Le filtre de "présence"	42
8 - Les filtres actifs	46
9 - Le mélangeur et le distributeur	54
10 - Le générateur basse fréquence	56
11 - La ligne à retard	58
12 - L'amplificateur de puissance	73
13 - Les enceintes acoustiques	85
14 - Les alimentations	95
Conclusion	105
Bibliographie	

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

Le volume et la forme d'une salle sont rarement imposés par l'acousticien, car l'architecte doit se plier à d'autres impératifs (bonne visibilité dans la salle, intégration dans un bâtiment existant, esthétique...) Cependant il faut faire très attention d'éviter certaines formes défavorables, surtout dans le cas des grands salles. Dans une salle, l'auditeur reçoit, outre les rayons directs, un certain nombre de rayons réfléchis par les parois. Si les murs absorbent peu, les signaux acoustiques réfléchis peuvent avoir une amplitude importante (amplification acoustique naturelle) : on entendra donc une succession de messages arrivant avec des décalages correspondant à la différence des temps de propagation. Si ces écho~~x~~ successifs sont nombreux et très rapprochés dans le temps, l'oreille ne les distingue pas, ils sont utiles et constituent la "réverbération" de la salle, (renforcement acoustique dans le cas d'un temps de réverbération optimum : effet de salle). Mais si ces écho~~x~~ sont séparés de plus de 40 millisecondes environ (différence de marche de 14 mètres entre les rayons sonores) l'oreille entend les écho~~x~~ successivement. Ce phénomène doit être absolument supprimé par une étude géométrique préalable de la salle ; si les formes ne permettent pas de satisfaire cette condition, il faudra introduire dans la salle des réflecteurs de son, des panneaux absorbants, ou rendre totalement la salle absorbante. On voit donc dans ce dernier cas la nécessité d'utiliser un système électroacoustique afin de compenser le renforcement naturel de la salle qui a été supprimé.

Il s'agit essentiellement, dans cette installation de renforcement sonore, d'obtenir un gain de niveau acoustique qui peut s'élever au minimum de 10 à 30 dB. Il faut également s'efforcer d'obtenir une distribution sonore suffisamment un~~iforme~~^{iforme} du son renforcé, sur toute la surface de la salle, où se trouvent les auditeurs.

La variation peut être ainsi de l'ordre de ± 2 dB d'avant en arrière, ou d'un côté à l'autre d'une bande de un octave centrée sur 4000 HZ. La variation totale entre les emplacements les meilleurs et les moins bons ne doit pas dépasser d'une manière rationnelle ± 4 dB, et l'on voit sur la figure suivante ainsi des variations de niveau normales dans une salle moyenne où l'on place un microphone.

La réponse en fréquence doit également être suffisamment constante, en principe, dans tous les points de la salle, elle est normalement de ± 3 dB en la mesurant sur des bande de 1/3 d'octave.

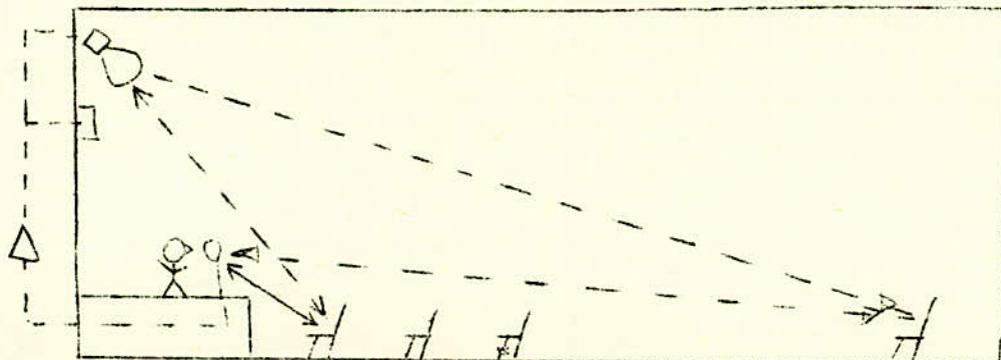
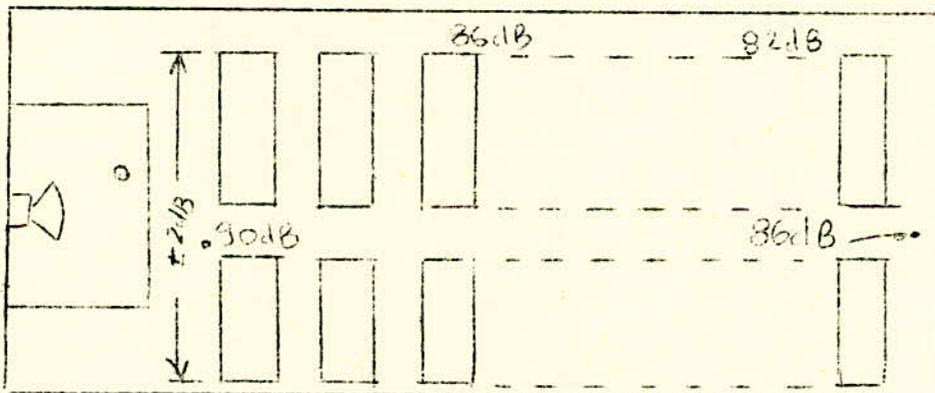
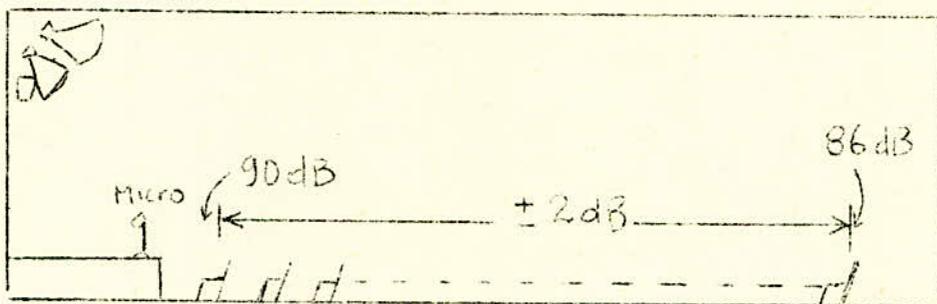
La gamme dynamique ou intervalle de puissance doit être également suffisante, le système de renforcement doit être capable d'assurer un niveau de pression sonore de 90 à 100 db en tous les emplacements de la surface de la salle.

L'origine première du son enregistré est toujours le microphone système de base de toutes prises de son, mais il est extrêmement rare que la modulation issue d'un seul microphone puisse satisfaire pleinement l'écoute d'un auditeur averti.

Il est donc nécessaire de pouvoir disposer simultanément de plusieurs microphones et de les mélanger. De plus, on a souvent besoin de corriger indépendamment un micro par rapport à un autre, ou encore de surajouter des modulations diverses, par exemple préenregistrées, sur bandes magnétiques ou sur disques. Le système doit également pouvoir corriger certains parasites et bruits particuliers à ces modulations annexes. S'il est indispensable de pouvoir mélanger et corriger les différentes sources dont on dispose, il est souvent utile de pouvoir également distribuer ces informations dans plusieurs directions. Un pupitre de mélange est donc tout à la fois un organe centralisateur, correcteur, et distributeur. Il comporte en général :

- a) Les voies d'entrées
- b) Les sommateurs et les voies de départ
- c) Les unités de contrôle et de tests (sonomètres, VU mètre, watt mètre)
- d) Les circuits annexes : correcteurs ou effets spéciaux
- e) Les circuits de communication et d'ordre.

Autour de ce pupitre de prise de son se trouvent également d'autres sous-ensembles tels que les amplificateurs de puissance permettant d'atteindre un niveau d'écoute (confort acoustique), ceci grâce à des enceintes acoustiques convenables dont la disposition dans la salle est très importante, la ligne à retard permettant de mettre en valeur l'effet Haas (effet de salle) un sonomètre permettant le contrôle de l'uniformité du niveau sonore dans la salle, et d'indiquer le sens de la correction à effectuer dans le cas où il n'y aurait pas d'uniformité ; et enfin les systèmes d'égalisation (égalizers) qui linéarisent la réponse en fréquence dépendant des caractéristiques architecturale de la salle.



8 MICROS
2 Magn.
2 P.U

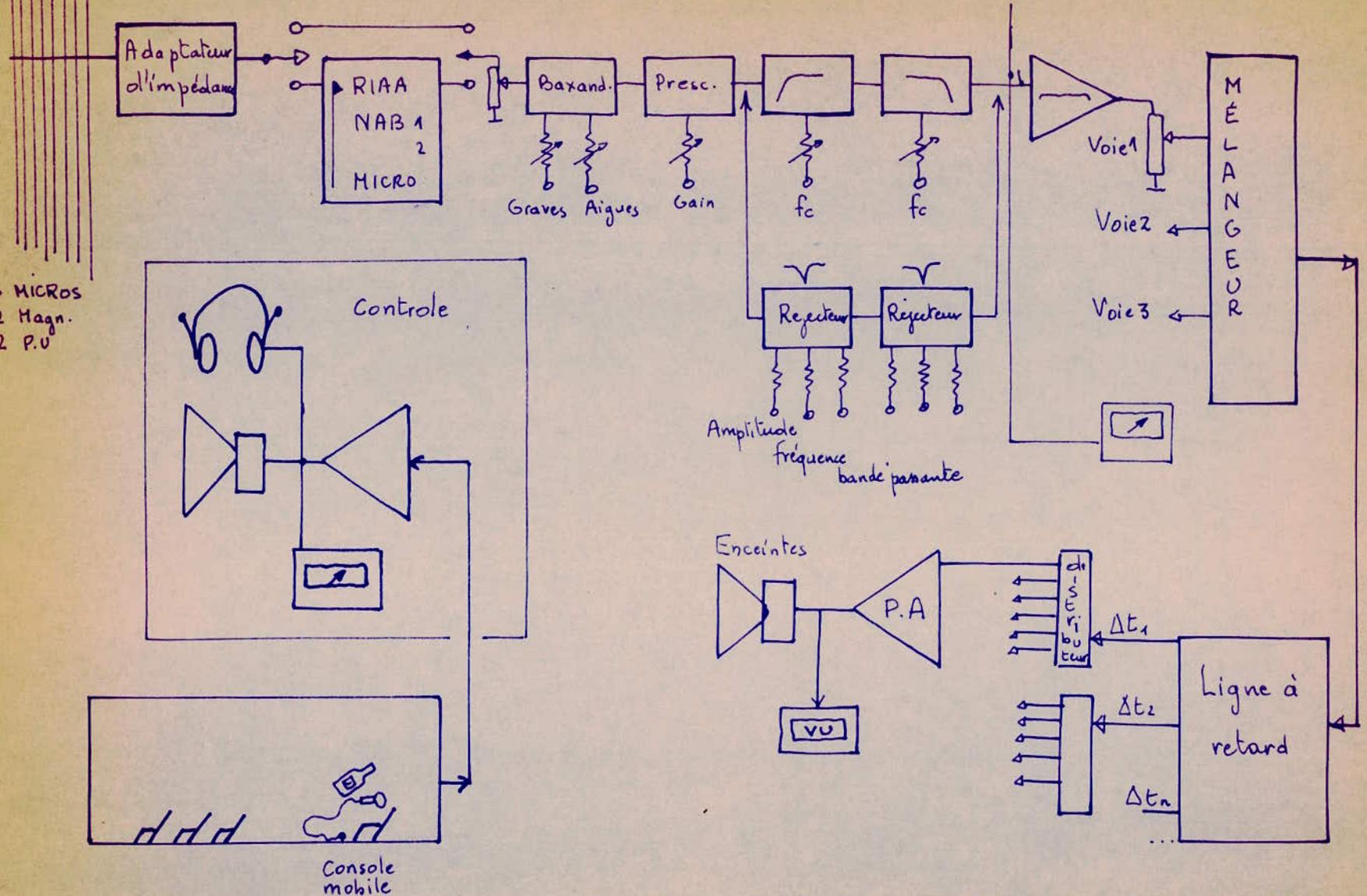


Schéma Synoptique du système de renforcement sonore.

Systeme d'egalisation

Les systèmes d'égalisation des niveaux sonores font appel à une technique qui met un bon système en complète harmonie avec l'acoustique naturelle d'un espace donné. Cette technique est nécessaire du fait de l'interaction nuisible qui se produit entre un système sonore et l'espace dans lequel il est installé. L'environnement acoustique peut provoquer une extrême accentuation de certaines notes alors qu'il a tendance à étouffer complètement certaines autres. Et les fréquences que la pièce amplifie sont aussi les fréquences qu'un amplificateur donnera en effet Larsen.

Les éléments électroniques d'un système acoustique n'ont aucune possibilité de détecter quelle est là ou les fréquences qui seront accentuées par une pièce à une intensité double ou triple des notes voisines. Le système acoustique fonctionnera chaque fois qu'une note arrivera à son entrée avec une intensité supérieure au niveau calibré. Comme un conducteur qui roule lentement sur une autoroute chargée où la vitesse n'est pas limitée ralentit toute la circulation à sa vitesse propre, ces notes accentuées obligent la personne qui fait fonctionner l'appareil sonore à baisser la puissance de tout le système pour contenir cette note erratique, même si à la suite de cette manœuvre les autres notes deviennent trop faibles, pour avoir un intérêt.

Dans le passé, des efforts furent faits pour augmenter le gain acoustique des systèmes sonores en éliminant une partie du spectre acoustique où l'action nuisible de l'inter-action "pièce-système" se faisait le plus sentir.

Malheureusement, cette conception faisait aussi disparaître une partie importante du programme utile, et tandis que de telles distorsions étaient définies comme acceptables, l'exécutant et l'auditeur se rendaient toujours compte qu'il manquait une partie du programme.

Plus récemment, on a utilisé des filtres électriques pour réduire l'amplification du système sonore, uniquement sur les fréquences qui étaient accentuées. Les ingénieurs ne devaient traiter qu'une fréquence à la fois, mais les résultats obtenus sont imprévisibles, peu stables, coûteux et longs à obtenir.

Une amélioration majeure tranchant de façon définitive avec les méthodes du passé a été obtenue lorsque les ingénieurs et les savants eurent mis au point la méthode de rejet des bandes critiques. Les prix de revient sont tombés à ce qu'il en coûte d'ajouter un nouveau composant électronique et il suffit de deux heures pour égaliser le système. Ce délai peut être amélioré en utilisant les appareils sophistiqués que sont les analyseurs de temps réel : un bon système peut être égalisé en moins de dix minutes.

L'égalisation de bande critique s'effectue avec des filtres de précision, calibrés et ajustables.

Chaque fréquence est simplement portée sur le cadran principal de l'égaliseur. Si la pièce est architecturalement modifiée, il faut de dix minutes à une heure, suivant le perfectionnement de l'équipement pour ajuster les filtres.

On pense à un miracle lorsque l'on entend un appareil sonore qui hurle sous l'effet d'un vigoureux "Feed back" et qui tout à coup s'arrête lorsque l'on fait tourner le cadran du filtre de bande critique. Les ingénieurs acousticiens ne peuvent se contenter des errements de l'oreille humaine il leur faut déterminer la fréquence de feed back avec un oscilloscope de précision (si la fréquence est déterminé à l'oreille, le filtre pourra par hasard être accordé sur un harmonique de la fréquence désirée). En utilisant des appareils de précision pour les essais, les fréquences trop turbulentes sont redressées sans qu'il soit nécessaire de les faire entièrement disparaître.

L'égalisation précisée obtenue grâce aux égaliseurs de bandes critiques n'enlève aucune partie utilisable du programme, mais, au contraire, provoque l'égalité de la majorité des fréquences particulières que la pièce et le système sonore s'allient à rendre gênantes. Le résultat est un fort gain acoustique (qui peut atteindre 32 dB), une réponse étendue et uniforme, les basses et les aigus parfaitement équilibrés et une remarquable liberté par rapport à la coloration due à la réverbération. Le gain acoustique est la différence de niveau sonore, exprimée en décibels, entre le rendement du système amplificateur et la voix sans aucune aide évaluée dans sa position la plus éloignée.

Un microphone est un appareil qui transforme l'énergie acoustique en énergie électrique. Il existe une très grande variété de microphones et selon qu'ils sont destinés, à un usage professionnel ou grand public leur prix de revient varie énormément ainsi que leur caractéristique.

1°) Caractéristiques générales :

Un microphone est caractérisé par :

- sa courbe de réponse en fréquence (fidélité)
- son diagramme directionnel (directivité)
- son impédance de sortie qui impose les organes de liaison avec le préamplificateur.

- Son niveau de tension électrique de sortie en mV/ μ bar ou en dBV, par rapport à 1 V/ μ bar (sensibilité)

L'unité de pression dans le système international est le New ton par mètre carré (N/m²) nommé en France le Pascal (Pa). On utilise également le barye ou dyne par centimètre carré (système C.G.S.) ainsi que le microbar.

$$1 \text{ pa} = 1 \text{ N/m}^2 = 10 \text{ baryes} = 10 \mu\text{bar}.$$

Le seuil d'audibilité de l'oreille à 1 KHZ est fixé pour une pression acoustique de $2 \cdot 10^{-4}$ ubar ou $2 \cdot 10^{-5}$ N/m². On utilise cette pression acoustique comme référence (0dB SL) (SL = sound level = niveau du son). Le niveau de pression acoustique exprimé en dB SL est d'utilisation courante.

$$\text{ndB SL} = 20 \log_{10} \frac{\text{pm}}{2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}} \quad \text{où pm est la pression acoustique en } \mu\text{bar}.$$

L'énergie acoustique est transformée en énergie électrique par le microphone et il faut définir un niveau de référence électrique, par rapport à la pression acoustique initiale, toujours à 1 KHZ.

$$\text{On a fixé } 0\text{dBV} = 1\text{V}/\mu\text{bar}$$

$$n \text{ dBV} = 20 \log_{10} \frac{V}{1\text{V}} \quad \text{il s'agit d'une force électromotrice aux bornes du microphone non chargé.}$$

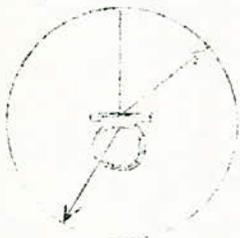
Certaines normes mesurent les niveaux électriques par rapport à 0,775^V. Cette tension correspond à une puissance de mW aux bornes d'une normalisée de 600 Ω d'impédance. C'est le niveau donné par le VU mètre des consoles de studios.

Les microphones de sonorisation ne sont pas destinés à l'enregistrement des sons captés mais uniquement au "renforcement des sons" provenant des chanteurs et des musiciens, de façon à les faire entendre avec un niveau sonore suffisant et quelquefois même supérieur à la valeur rationnelle, en tous les points d'une salle. Leur rôle dans tout système de reproduction est essentiel. Si le nombre des modèles que l'on peut utiliser est, en principe, assez grand puisqu'il y a des éléments au charbon, à cristal, céramiques, électrodynamiques à bobine mobile, à ruban, ou à condensateur, en fait certains d'entre eux tels le micro au charbon sont complètement abandonnés d'autres ne sont plus guère employés, tels que le micro piezo-électrique ou céramique. Le micro à ruban n'est guère adopté que dans certains usages professionnels, en particulier, et en pratique, à l'heure actuelle les modèles électrodynamiques à bobine mobile, les appareils à condensateurs ou électrostatiques modifiés sont d'un usage courant. Quel que soit le micro choisi sa disposition matérielle joue un rôle essentiel. Pour obtenir de bons résultats trois précautions sont nécessaires : choisir un type correspondant au genre d'application envisagé et aux caractéristiques du studio ou de la salle, étudier s'il y a lieu la position du micro par rapport au speaker, au chanteur et aux instruments de musique.

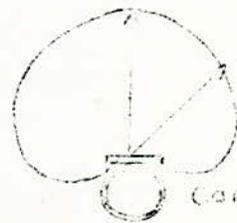
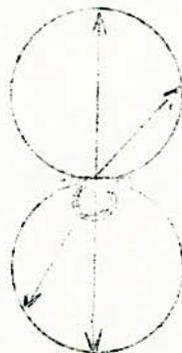
Diagramme directionnel : directivité

L'aspect des différentes caractéristiques directives d'un microphone est donné dans les figures suivantes. Les longueurs des différentes flèches qui vont du centre des membranes vibrantes jusqu'à la courbe, indiquent directement le rapport des sensibilités de ces microphones dans toutes les directions.

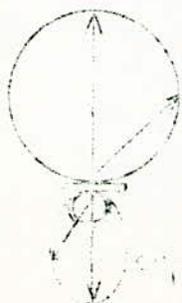
omni directionnel



en forme de huit



cardioïde



supercardioid



masqué

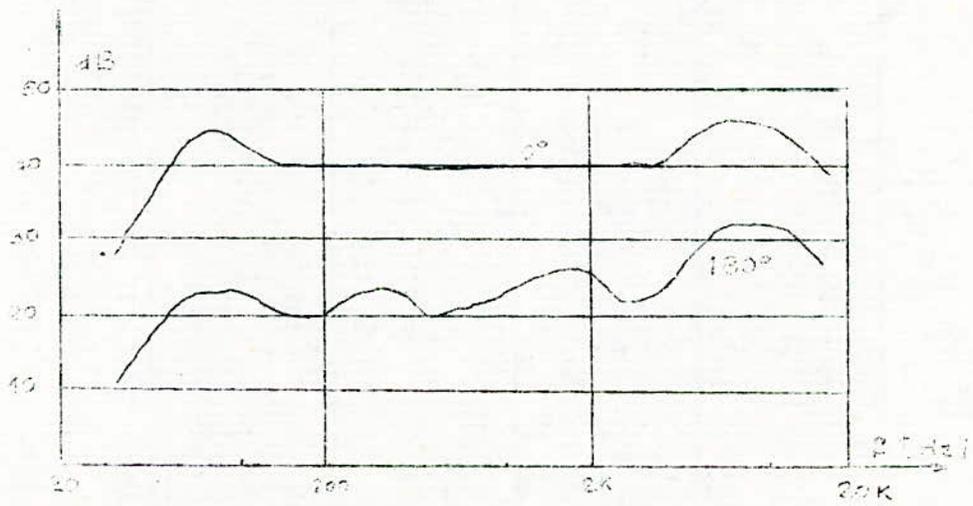
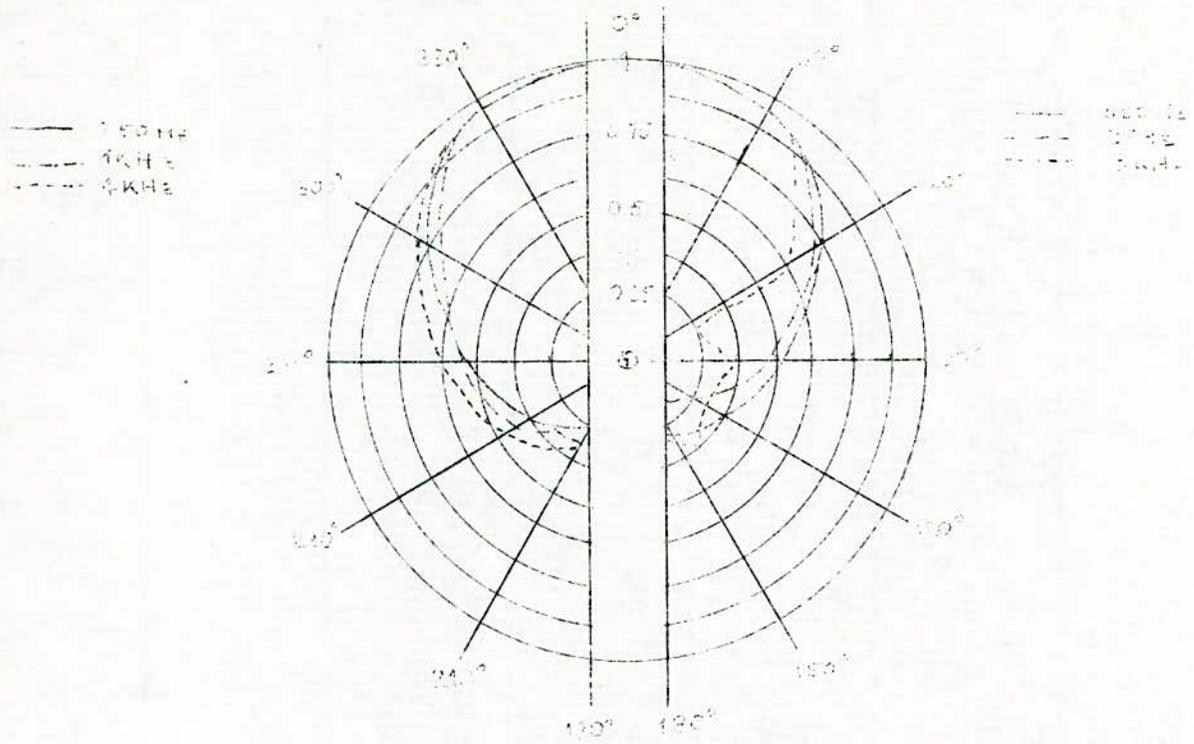
Lorsque la membrane sensible du microphone est placée devant un boîtier fermé, elle est sensible aux variations de pression de l'air venant de toutes les directions : il est omnidirectionnel ; son effet directif est peu marqué, il dépend de la forme et des dimensions du boîtier. Lorsque la membrane sensible se déplace entre les pièces polaires d'un aimant ouvert vers l'arrière, le microphone est sensible à la vitesse des variations de pression de l'air. Il a une courbe de réponse en forme de 8, il est sensible vers l'avant et l'arrière mais non sur les côtés. En associant en série dans un même boîtier, un microphone à pression et un microphone à vitesse, on obtient un microphone unidirectionnel ou en cardioïde.

Sensibilité

La sensibilité est caractérisée normalement par le rapport entre la tension alternative recueillie, et la pression appliquée sur le diaphragme pour un son de fréquence donnée. Elle correspond donc à la tension alternative électrique mesurée en millivolts à la sortie du microphone, quand ce dernier est soumis à une onde dont la pression est de 1 μ bar. Par exemple, la sensibilité d'un microphone dynamique est d'environ 0,2 mV par μ bar (0,2 millivolt par micro-bar). Il est essentiel de pouvoir juger et comparer rapidement sur la courbe de réponse en fréquence obtenue en mesurant la sensibilité pour les différentes fréquences les rapports des valeurs mesurées pour ces fréquences ; on ^{x²}sert ainsi de l'échelle en décibels. La courbe de réponse en fréquence indique ainsi l'étendue du registre sonore qui peut être correctement amplifié. La profondeur de champs indique la distance à laquelle doit être placée la source sonore pour un résultat satisfaisant et la puissance est fonction de la tension ou du courant maximal recueilli à la sortie.

La figure suivante donne le diagramme directionnel pour un microphone cardioïde, ainsi que sa réponse en fréquence sur la face avant et sur la face arrière (180°)

Courbe de réponse : 30 à 40 HZ jusqu'à 18 à 20 KHZ \pm 3dB entre 50 HZ et 12 KHZ. Sensibilité à 1 KHZ pour une impédance de sortie de 200 Ω entre 0,16 et 0,25 mV/ μ bar.



La fidélité de l'amplification dépend de la réponse en fréquence et de la courbe correspondante et, tout d'abord de l'intervalle de réponse, en général. Plus la réponse est étendue et plus la réponse est fidèle ; il y a aussi la régularité. Un microphone réellement à haute fidélité est construit de façon à ne pas produire sur la courbe de réponse des pointes ou creux trop abrupts pour des fréquences particulières. Une courbe de réponse plate correspond à un niveau de sortie qui reste approximativement le même dans toute la gamme de fréquences. Ainsi pour la sonorisation de la plus haute qualité pour la musique et la voix, la courbe de réponse doit s'étendre de 50 à 15.000 HZ et offrir une forme plate et régulière. On obtient ce résultat d'abord avec le microphone à ruban, mais surtout électrodynamique et, s'il y a lieu, à condensateur.

2°) Le microphone électrodynamique :

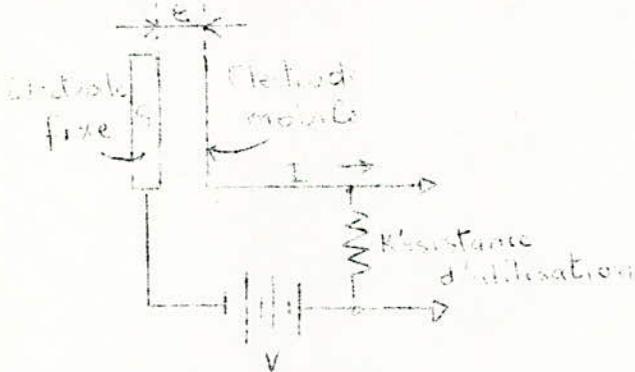
Il comprend: un aimant permanent et un circuit magnétique créant un champ puissant dans un entrefer très réduit (moins d'un mm) ; une bobine mobile très légère (20 à 100 mg) se déplaçant dans un champ uniforme ; une membrane souple et rigide, très légère (quelques mg) qui reçoit les variations de pression, un boîtier contenant éventuellement les fentes et les filtres destinés à rendre le microphone unidirectionnel. C'est donc un microphone à pression ou à gradient de pression. Il est à basse impédance 50 à 500 Ω. Cependant certains microphones dont la sortie est prévue à moyenne ou à haute impédance ont un transformateur déposé dans le boîtier.

Ces microphones existent désormais mais dans une large gamme de prix et de types : ils peuvent fournir une courbe de réponse régulière jusqu'à 20.000 HZ et présenter des performances, remarquables de solidité et de fiabilité. Ils peuvent être réalisés sous la forme omnidirectionnelle ou unidirectionnelle.

Modèle "Grand public" : pour la parole, les enregistrements d'amateur, les sonorisations ; courbe de réponse 50 à 100 HZ jusqu'à 10 KHZ, 12 KHZ ou 15 KHZ \pm 6 dB selon les modèles ; sensibilité de 1 KHZ : 0,2 mV/ubar pour une impédance de sortie de 200 Ω soit - 73 dBV.

3°) Le microphone à condensateurs :

Il comprend une membrane en plastique métallisé très mince (quelques μm) tendu à très faible distance (quelques dizaines de μm) d'une plaque métallique perforée. Ces deux éléments forment les armatures d'un condensateur ; sous l'effet de la pression acoustique, la membrane vibre à la même fréquence modifiant la valeur de la capacité. Une polarisation d'environ 100V permet au condensateur de se charger et de se décharger au rythme des variations de la pression acoustique. Le circuit se ferme par une résistance de charge importante ($R = 1 \text{ à } 50 \text{ M}\Omega$) pour que le très faible courant produise une tension B.F. appréciable. Un préamplificateur à transistors est disposé dans le boîtier du microphone pour obtenir une tension de sortie comprise entre $1 \text{ à } 2 \text{ mV}/\mu\text{bar}$ à 1 KHZ , sous 200Ω d'impédance, jointe à une excellente fidélité.



Ces microphones possèdent une courbe de réponse caractéristiques très satisfaisante jusqu'au delà de 10.000 HZ avec une variation inférieure à $0,5 \text{ dB}$. Ils exigent cependant une alimentation auxiliaire à haute tension, et surtout sont très sensibles à l'action de l'humidité.

Il existe une variante, les microphones à électrets qui sont des microphones à condensateurs tout à fait spéciaux à charge permanente, qui n'exigent plus qu'une polarisation très facile à obtenir, présentant une capacité beaucoup plus grande, peu coûteux ils présentent cependant des qualités de fidélités légèrement plus faibles ($60 \text{ à } 15.000 \text{ HZ}$).

4°) Choix et installation des microphones :

Il y a sans doute une corrélation générale entre la qualité et les prix des microphones, mais on peut désormais obtenir des modèles donnant de bons résultats et de prix très abordables, même pour les moyens du grand public. Ce sont les microphones électrodynamiques, bien entendu, qui ont

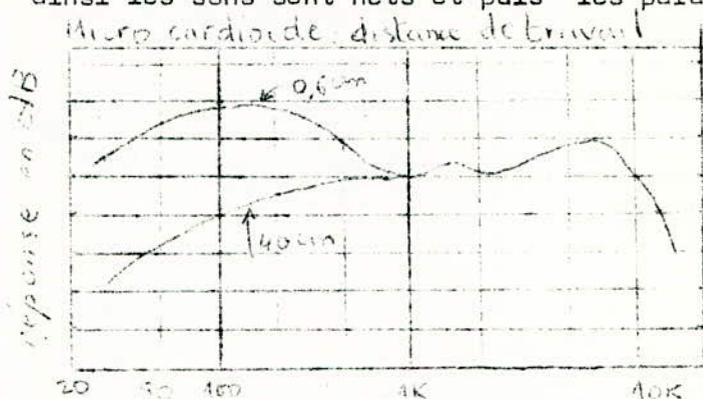
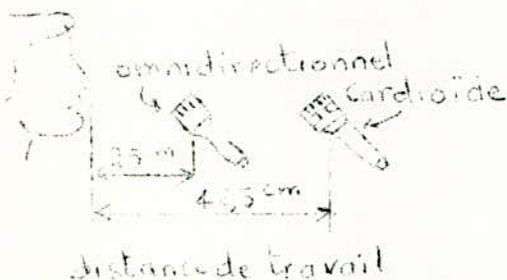
la prépondérance dans la catégorie des prix moyens, même s'il existe des modèles de tous prix et de niveaux de qualité très divers. Les microphones à condensateur classiques sont des dispositifs de haute qualité réservés aux professionnels du studio, mais dont les caractéristiques ont été modifiées par l'apparition des microphones à électrets.

Ce sont surtout les caractéristiques directionnelles qui entrent en ligne de compte tout d'abord. Les appareils omnidirectionnels captent les sons en provenance de toutes les directions, on peut les tenir à la main et les monter sur pied, les porter attachés autour du cou comme microphones de cravate. Ils sont d'une grande souplesse d'emploi, et ils conviennent tout spécialement aux chanteurs qui de plus en plus veulent approcher leur bouche du diaphragme vibrant ; les microphones unidirectionnels, cardioïdes et hyper-cardioïdes captent le son principalement de face, tout en réduisant les sons et les bruits provenant de l'arrière. Les sons de l'arrière sont ainsi supprimés à 70 % au moins, tandis que les sons de face sont captés dans un vaste secteur. Les sons captés entre 120 ° et 180 ° par rapport à l'axe sont presque complètement supprimés. Ces microphones unidirectionnels offrent la solution la plus communément utilisée pour simplifier les installations de sonorisation musicale. L'appareil éliminant les sons de l'arrière, il est possible de le placer de manière que les sons provenant du haut parleur ne puissent pas agir de nouveau sur le microphone, en provoquant un effet de contre-réaction. Les artistes, s'il y a lieu, peuvent travailler beaucoup plus loin et les bruits de l'auditoire, tous les frottements des pieds en particulier, sont réduits effectivement ; ils conviennent pour les installations fixés devant un seul artiste ou un petit groupe ; pour un groupe beaucoup plus important, il est possible d'installer une installation à plusieurs microphones.

Enfin, les microphones bidirectionnels captent les sons de face, et d'arrière tout en supprimant les sons de côté, d'au-dessus et d'en dessous ; ils conviennent ainsi lorsque deux articles ou groupes de personnes se trouvent sur les côtés par rapport au microphone. Ils permettent la même liberté de mouvements que le microphone unidirectionnel, tout en résolvant les difficiles problèmes posés par la contre-réaction dans les salles à plafond réfléchissant, ou lorsque les hauts-parleurs sont disposés au-dessus ou sur le côté du microphone.

A prix égal, un microphone omnidirectionnel a presque toujours une courbe de réponse plus linéaire qu'un microphone cardioïde.

Très souvent on constate que les chanteurs tiennent le microphone de manière à ce qu'il forme un angle de 90 ° avec le corps, et vue de face, le chanteur a le poing devant la figure ; cette disposition amène la transmission de tous les bruits de vents, malgré l'utilisation de protections et l'on peut être surpris par les résultats médiocres obtenus. Le remède est simple, l'angle doit être de 120° ainsi les sons sont nets et puis les parasites éliminés.



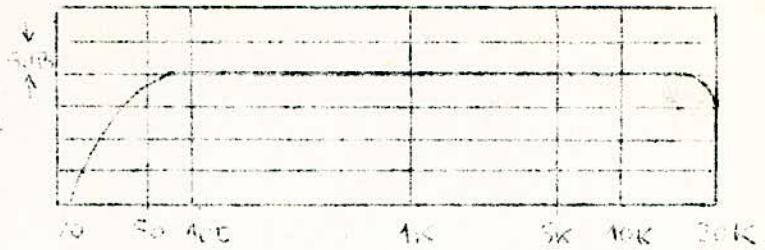
La courbe de réponse, "idéale" est linéaire de 50 KHZ, mais cela n'est pas forcément nécessaire, et il faut se souvenir de la présence d'une enceinte, qui limite à 40 - 50 HZ le registre des graves. Différents courbes sont obtenus pour les types omnidirectionnels, et il est à noter qu'une réponse en dessous de 50 HZ, pour l'enregistrement d'orgues par exemple, si elle permet des effets tout à fait remarquables, "pique" également tous les bruits indésirables. Comme le montre, les courbes, suivantes il est plus difficile s'obtenir une réponse linéaire aux très basses fréquences pour les microphones cardioïdes dynamiques et à condensateur.

Dans ces deux types, la chute n'est pas brusque, mais se produit à partir de 200 HZ avec une pente de 1 à 5 dB à 100 HZ, et de 5 à 15 dB à 50 HZ. Des cardioïdes ultra-linéaires jusqu'à 50 HZ et au dessous existent, mais ils sont rares, et présentent par ailleurs des défauts.

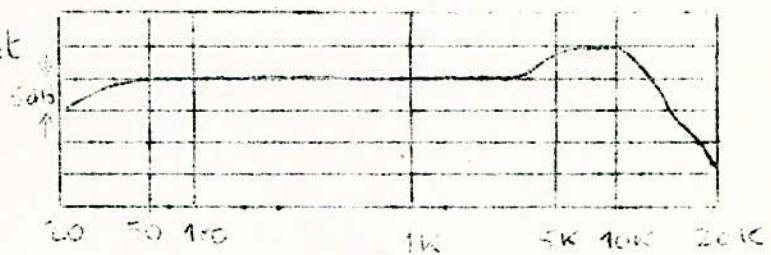
./...

Exemple de courbes de réponse des microphones "Electro Voire"

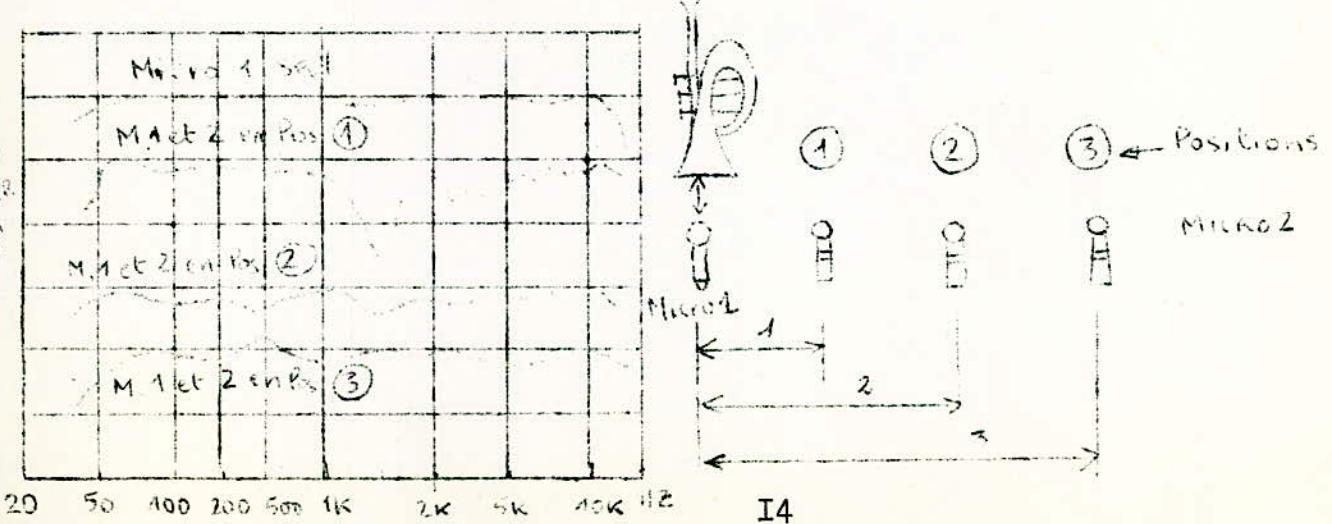
Omnidirectionnel
 dynamique
 TBF: 40Hz à 50kHz
 Modèle RE55-654A



Omnidirectionnel
 condensateur etroit
 TBF: 30Hz
 Modèle 1710-1711



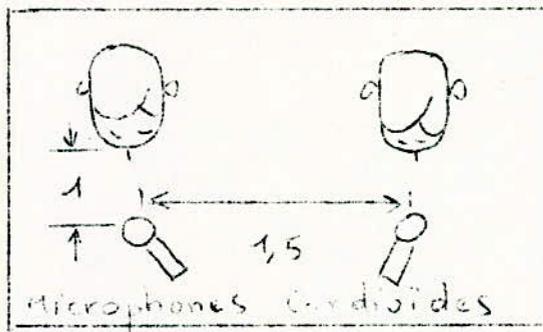
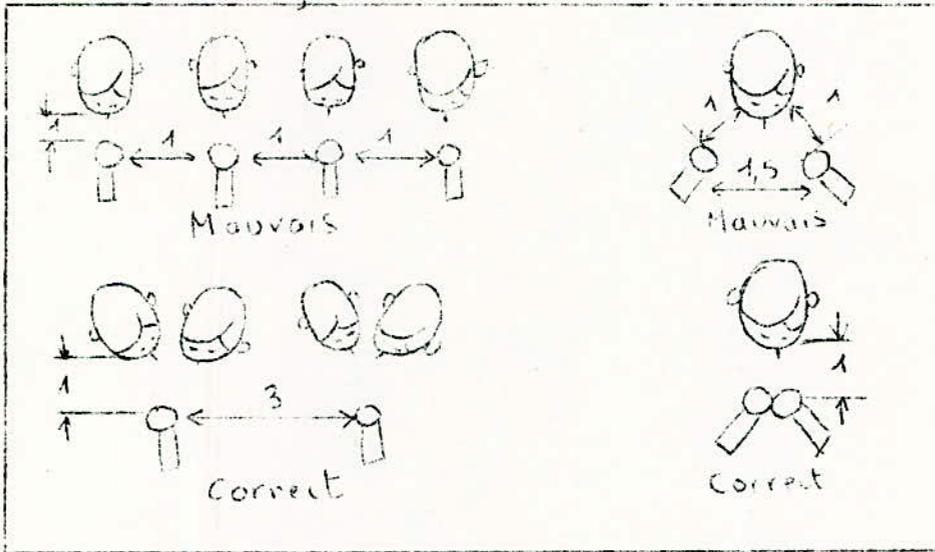
Le phénomène d'interférence de phase doit être considéré. Ce phénomène amène une altération de la courbe de réponse et fait douter même par l'utilisateur de la qualité de son micro. Les courbes qui suivent illustrent bien ce cas.



On élimine ces interférences en utilisant une règle de base. Elle consiste à disposer les microphones à une distance minimale entre eux de trois fois la distance de la source sonore au micro le plus proche. Ce rapport 3 à 1, amène un affaiblissement de 9 dB.

Si l'on utilise des micros cardiïdes, les rejections latérales et arrières permettent de réduire le rapport 3/1, comme le montre la figure qui suit.

régle 3/1



LECTURE ET ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

Tout procédé d'enregistrement suppose l'emploi d'un milieu physique capable d'acquiescer une déformation permanente sous l'influence directe ou indirecte du phénomène à enregistrer.

L'enregistrement magnétique utilise l'hystérésis des corps ferromagnétiques, c'est à dire leur aptitude à conserver une aimantation rémanente fonction du champ magnétique auquel ils ont été soumis. Le support ferromagnétique défile devant une tête d'enregistrement dont le rôle est de transférer le signal à enregistrer sur le support sous la forme d'une aimantation rémanente que l'on s'efforce de rendre proportionnelle à la valeur instantanée du signal. L'enregistrement magnétique à partir du support enregistré. En effet, l'aimantation du support peut produire un flux dans une tête, de lecture, et lorsque le support se déplace devant la tête, la variation du flux engendre une force électromotrice à partir de laquelle il est possible de reconstituer le signal initial.

Enfin un champ magnétique auxiliaire peut généralement ramener le matériel magnétique à l'état neutre, c'est à dire effacer à volonté le support tout en permettant sa réutilisation.

I°) Bandes magnétiques

Dans le domaine de l'enregistrement sonore la bande magnétique est le support le plus employé, sa largeur est constante, 6,25 mm \pm 0,05.

Le support est composé d'une couche magnétique composée d'aiguilles de Fe_2O_3 de longueur et de 0,1 à 0,2 μm de diamètre d'oxyde brun clair de fer (Fe_2O_3) dans un liant organique lubrifié aux silicones. L'épaisseur totale est comprise entre 0,03 et 0,06 mm tandis que l'épaisseur de la couche active est de 0,010 à 0,015 mm. Les propriétés mécaniques du support sont un facteur très important de la qualité d'une bande magnétique, en particulier ses caractéristiques dynamométriques (allongement, rupture) et, plus encore, sa stabilité mécanique sous l'action des agents extérieurs, température et humidité. Pour cette raison, les supports classiques tels que le chlorure de polyvinyle et le triacétate de cellulose sont remplacés par des produits synthétiques (polyesters) tels que le mylar. Ces produits sont plus résistants et surtout plus stables.

La bande doit avoir une grande rémanence maximale, un champ coercitif suffisamment élevé, d'où un cycle d'hystérésis assez rectangulaire.

Il existe différents types de bandes :

- Bande standard : support triacétate ou PVC de 38 μm , recouvert d'une couche magnétique de 10 μm ; bande professionnelle pour 38, 1 cm/s.

- Longue durée : support P.V.C. ou mylar de 23 à 25 μm , couche magnétique de 10 μm , bande universelle de qualité pour 19,05 cm/s.

- double durée : support triacétate P.V.C. ou mylar de 15 à 18 μm , couche magnétique 9 à 10 μm , pour les magnétophones "grand public" de qualité ; elle est prévue principalement pour la vitesse de 9,53 cm/s.

- triple durée : support mylar de 12 μm , couche magnétique de 6 μm pour les magnétophones portatifs et certaines cassettes, vitesse de 4,76 cm/s.

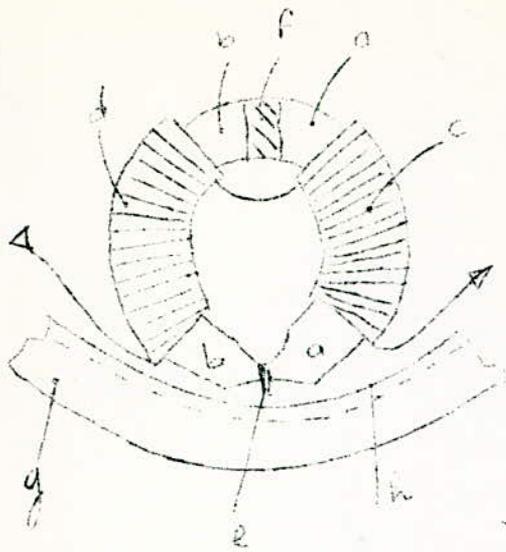
- quadruple durée : support mylar de 19 μm , couche magnétique 5 μm , équipe les cassettes, vitesse 4,76 cm/s.

Les bandes sont enduites sur toute leur largeur, elles peuvent être utilisées sur des appareils ; une piste, deux ou quatre pistes.

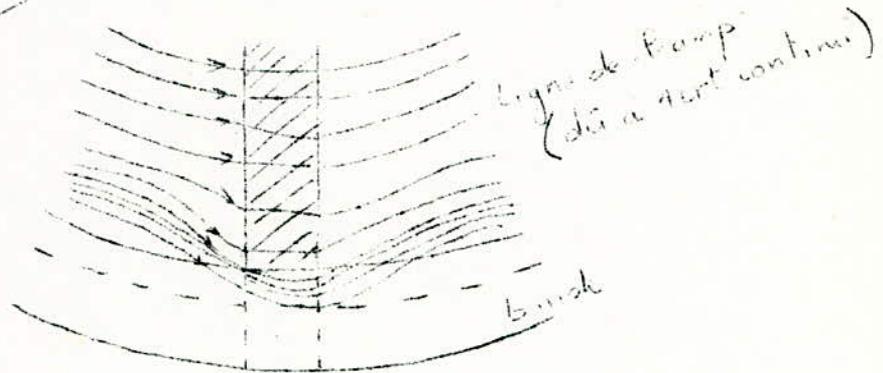
2°) Les têtes magnétiques

Le schéma classique (figure) suivant donne un exemple de têtes magnétiques à circuit torique. Il existe cependant des têtes de forme rectangulaire et même triangulaire. L'entrefer est matérialisé par une mince cale non magnétique. Pour les têtes d'enregistrement il mesure de 10 à 25 μ et de 5 à 10 μ pour les têtes de lecture. L'épaisseur doit être très régulière et de plus sur les faces de cette cale le contact avec les pièces polaires de la tête doit être excellent pour éviter toute usure anormale et tout dépôt d'oxyde magnétique venant de la bande.

Certaines têtes modernes possèdent un circuit magnétique en ferrite en céramique et même en verre, têtes qui possèdent une très grande fiabilité avec un minimum de pertes magnétiques.



- a et b paquets de toles (circuit magnétique)
- c et d bobinages
- e entrefer avant
- f entrefer arrière
- g bande (vue par la tranche)
- h couche magnétique de la bande



3°) Enregistrement et reproduction

On observe qu'un enregistrement de modulation BF seule donne un résultat médiocre, par suite d'un bruit de fond important. Pour l'éviter on superpose une polarisation ultra-sonore (40 à 120 KHZ) à la modulation BF, dont on préaccentue le niveau des aigus. On appelle tête de lecture idéale, un dispositif capable de recueillir la totalité du flux Φ et de la faire passer dans une bobine. Il est évident que la notion de tête idéale est une notion limite, on ne sait pas réaliser de telle tête, mais seulement des têtes presque idéales. Soit N le nombre de spires de la bobine ; lorsque la couche enregistrée se déplace à la vitesse V , le flux qui traverse la bobine varie si l'enregistrement est celui d'un signal sinusoïdal de fréquence F il apparaît une force électromotrice induite E .

On a : $E = 10^{-8} N d \frac{\Phi}{dt} = 10^{-8} . n . \left(\frac{d\Phi}{dx} \right) V$ et comme :

$$\bar{\Phi} = \Phi_0 \sin(2\pi x/\lambda) = \Phi_0 \cdot \sin 2\pi ft \text{ il en résulte que :}$$

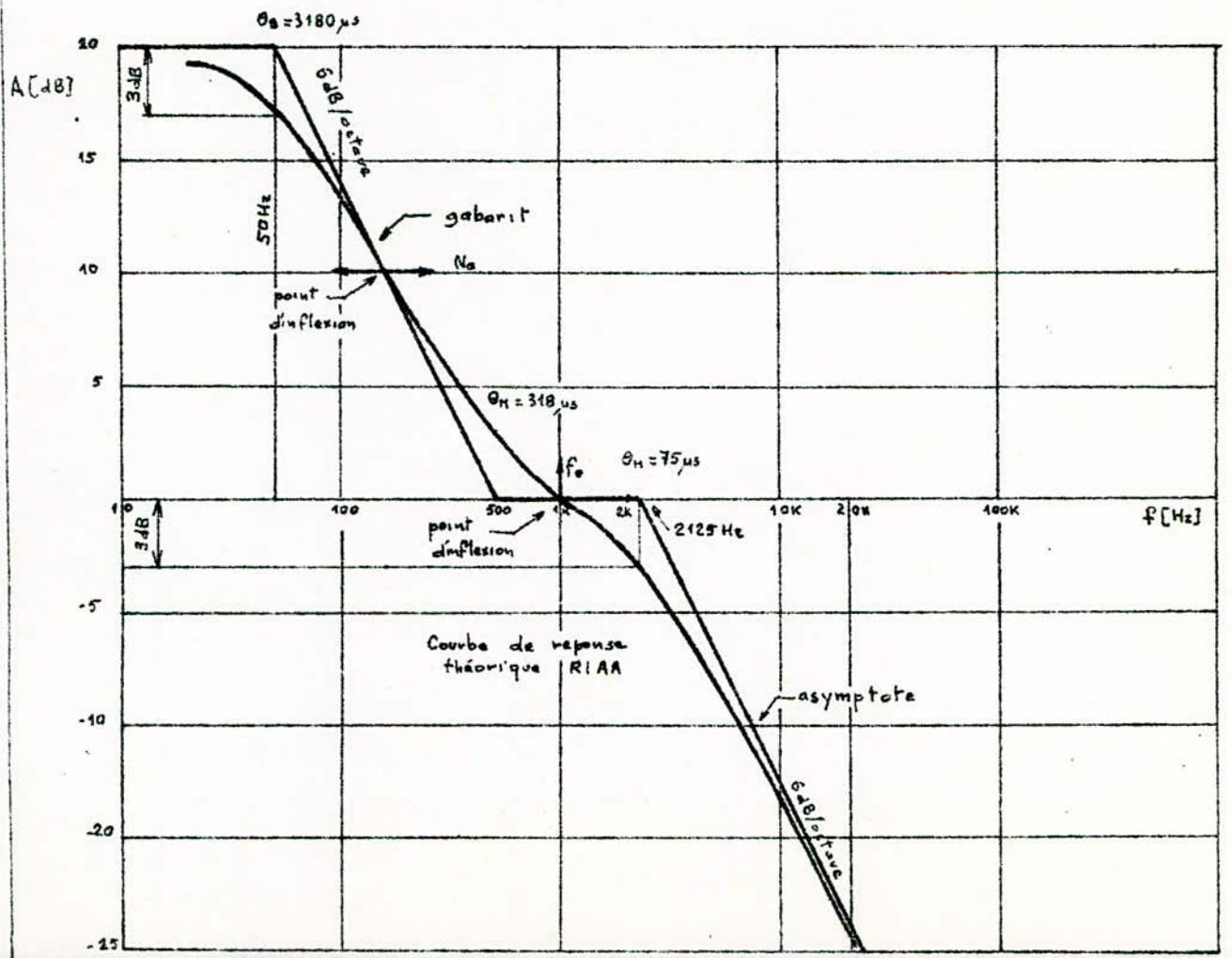
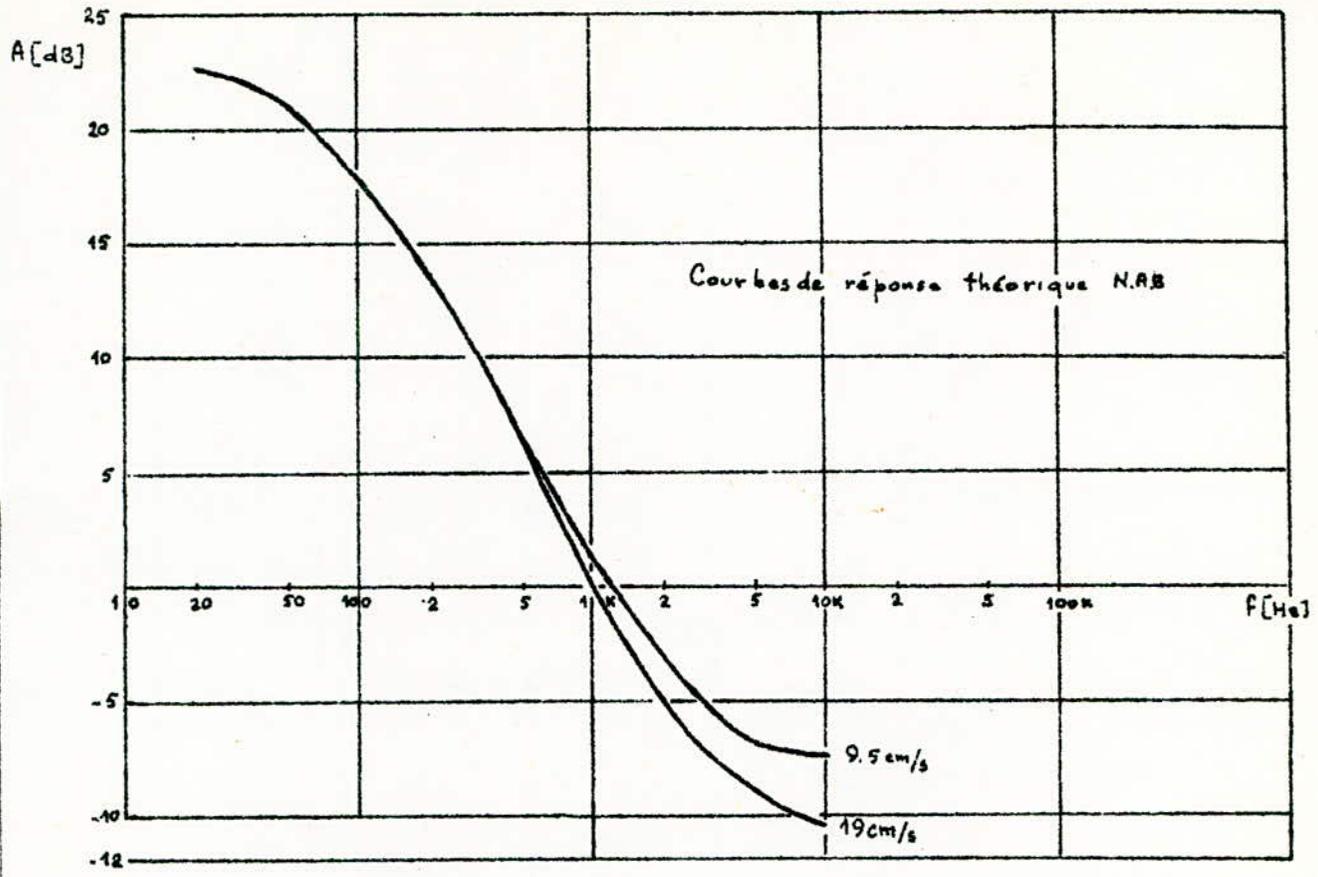
$$E = 10^{-8} (2\pi n^2/\lambda) \Phi_0 \cos(2\pi x/\lambda) \text{ ou } E = 10^{-8} \cdot 2\pi n^2 \Phi_0 \cos 2\pi ft$$

On voit que, pour une vitesse et une intensité d'enregistrement données la force électromotrice est proportionnelle à la fréquence F. Lorsque la fréquence diminue, la tension recueillie tend vers zéro, de sorte que l'enregistrement direct est inapte à la reproduction des très basses fréquences. A la lecture on devra donc accentuer les graves.

Les figures suivantes montrent l'allure de la courbe de réponse à l'enregistrement et à la lecture et pour plusieurs vitesses de défilement.

Pour obtenir une reproduction fidèle il est indispensable de compenser toutes les pertes par des corrections que l'on peut répartir entre l'amplificateur d'enregistrement et celui de lecture.

La pratique courante, fondée sur la recherche du meilleur compromis entre les diverses caractéristiques (réponse en fréquence, rapport signal/bruit, distorsion, intermodulation) consiste à enregistrer à courant constant jusque vers 1 khz et à relever, avant enregistrement, le niveau des fréquences les plus élevées (Préaccentuation croissant progressivement pour atteindre 6 à 12 dB à 10 KHZ). Il faut alors effectuer à la lecture le reste des corrections, c'est à dire d'une part l'accentuation progressive des basses à raison de 6 dB par octave et d'autre part, une faible accentuation des aiguës. La fréquence la moins amplifiée à la lecture se situe entre 1 et 6 KHZ suivant la vitesse.



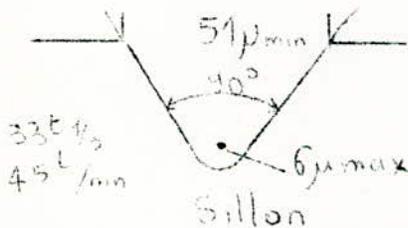
LECTURE DE DISQUE

Les disques sont soumis à des spécifications bien précises qui ont été agréées internationalement par la commission Electrotechnique Internationale.

Le principe de gravure d'un disque est le suivant. Des signaux électriques après amplification, provenant d'une source sonore sont envoyés dans un graveur dont le rôle est de convertir les oscillations électriques en oscillations mécaniques. Ces oscillations, transmises à un burin tranchant en saphir, vont être inscrits dans le sillon en forme de V découpé par le burin dans une laque nitrocellulosique déposée sur un disque d'aluminium.

Ce disque primaire peut être lu comme un disque commercial, mais la fragilité de sa laque et son prix le rendent inutilisable commercialement.

Ce disque ainsi obtenu va être utilisé comme modèle et ce n'est qu'après le tirage de matrice de pressage et de certaines opérations que l'on arrive finalement au disque en chloroacétate de polyvinyle alors commercialisable.



Nous avons vu précédemment que le sillon est toujours découpé par un burin tranchant dans une laque. Si l'on applique au graveur un signal électrique de niveau constant en fonction de la fréquence, le déplacement de la pointe du burin prendra une amplitude inversement proportionnelle à la fréquence.

Le graveur travaille en effet à puissance constante et si on veut que l'énergie mécanique, pendant une seconde reste constante, il faut que l'amplitude de la sinusoïde diminue proportionnellement lorsque la fréquence croît.

Soit a l'amplitude instantanée et A l'amplitude maximale d'un mouvement sinusoïdale.

on a : $a = A \sin \omega t$

$v = da/dt =$ d'où la vélocité et l'accélération :

$v = A \omega \cos \omega t$ avec : $\omega = 2 \pi f$.

$$|v| = A \omega \sin \omega t$$

Si A varie comme $1/\omega$ on voit que l'amplitude $A\omega$ de la vélocité reste constante quand la fréquence croit, tandis que l'amplitude $A\omega^2$ de l'accélération croit linéairement.

Lorsque l'on parlera de courbe de réponse, ce sera toujours à la vélocité qu'on se réfèrera. L'amplitude de la vélocité est $A\omega$, on l'exprime donc en cm/s. Les niveaux de gravure sont exprimés en cm/s. On spécifie s'il s'agit de valeur efficace (a_w) $\sqrt{2}$ ou de crête $A\omega$, ou de crête à crête $2 A\omega$. Si l'on spécifie également le niveau de référence, par exemple 1 cm/s efficace, ou bien 6 cm/s crête, cette dernière correspond à une vélocité courante moyenne, pour une gravure microcrossillon les niveaux peuvent être exprimés en dB.

Si l'on appliquait la stricte loi de variation unversement proportionnelle de l'amplitude en fonction de la fréquence, on arriverait à des élongations considérables aux fréquences basses, incompatibles avec le mvt méoanique qu'on peut donner au burin ou à la pointe de lecture. De plus, une grande amplitude exige un pas du sillonnage excessif, qui gaspille la surface utile et diminue donc la durée de l'audition du disque. C'est pourquoi l'on réduit l'amplitude aux fréquences basses.

Par ailleurs, le bruit de fond du disque, qui est dû à de petites aspérités de la surface du sillon, prendrait une importance relativement grande par rapport à la très faible amplitude des signaux à fréquences élevées. On ajoute donc une préaccentuation dans les fréquences élevées.

Ces deux raisons font que la courbe d'enregistrement ne suit pas la loi $v = 1/f$. La courbe de vélocité en fonction de la fréquence est la résultante de trois courbes. Les ordonnés étant en dB, les fréquences en ^{absolues} son équation est :

$$N = 10 \log_{10} (1 + \omega^2 t_1^2) - 10 \log_{10} (1 + \frac{1}{\omega^2 t_2^2}) + 10 \log_{10} (1 + \frac{1}{\omega^2 t_3^2}) \quad \text{NJB: vélocité}$$

$$\begin{cases} t_1 = 75 \mu s \\ t_2 = 318 \mu s \\ t_3 = 3180 \mu s \end{cases}$$

La variation de A_w en fonction de la fréquence étant fixée, c_n en déduit celle de l'amplitude A et de l'accélération A_w^2 .

Il faut aussi tenir compte que, du fait de la diminution de la vitesse de défilement du sillon $D (N/60)$ ($D = \phi$ du disque ou se trouve le sillon, $n =$ nombre de rotations du disque/minute) la longueur d'onde d'un signal sinusoïdal gravé diminue au fur et à mesure que le sillon se rapproche du centre du disque.

Par exemple, une sinusoïde de $f = 1000$ HZ aura une longueur d'onde qui variera approximativement de 520 à 190 μ entre l'extérieur contre l'intérieur de la surface gravée d'un disque 33 $\frac{1}{3}$ $\frac{tr}{mm}$ de 30 cm de diamètre.

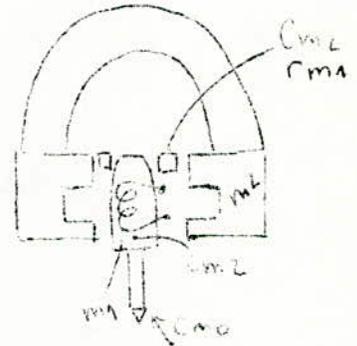
Constitution des lecteurs :

Le sillon a été découpé dans la laque par le burin qui théoriquement est un outil tranchant infiniment mince. L'exploration de ce sillon est faite avec une pointe qui a une forme sphérique ou quelquefois ellipsoïdale. La nécessité d'employer une forme ~~arrondie~~ pour assurer le contact mécanique étroit entre le lecteur et le sillon vient de ce qu'une force d'application doit être utilisée pour assurer le contact et que cette force se répartit sur une surface de contact très faible, si le contact était ponctuel, la pression résultante serait infinie. Pour que cette pression ne dépasse pas la limite d'élasticité que peut supporter la matière du disque et que la pointe ne laisse pas une trace de son passage dans le sillon, il faut une surface de contact ; la pointe de lecture doit donc être dépourvue d'arêtes et aussi polie que possible. Sa forme doit être bien déterminée et très résistante à l'usure c'est pourquoi on utilise généralement le saphir ou le diamant qui sont les matières les plus dures que l'on sache polir. La pointe transmet les mouvements en tension électrique. Pour être fidèle, il faut que cette tension, soit, à un coefficient près la reproduction exacte de la tension qui a été appliquée à l'entrée de l'installation de gravure.

Nous avons vu que la vitesse de gravure suit une loi bien déterminée en fonction de la fréquence. Si le transducteur lecteur est sensible à la vitesse, c'est à dire s'il délivre une tension constante lorsqu'on applique une vitesse constante à la pointe lectrice, il suffira d'appliquer une correction **inverse** de celle donnée précédemment

pour avoir une tension constante en fonction de la fréquence. Si le transducteur est sensible à l'amplitude c'est à dire s'il délivre une tension constante pour une amplitude constante en fonction de la fréquence appliquée à la pointe lectrice, il faudra appliquer une autre courbe de correction. Les lecteurs des types électromagnétiques, électrodynamiques, magnétodynamiques sont sensibles à la vitesse. Les lecteurs piezoélectriques, ceux à résistance électrique variable sont sensibles à l'amplitude.

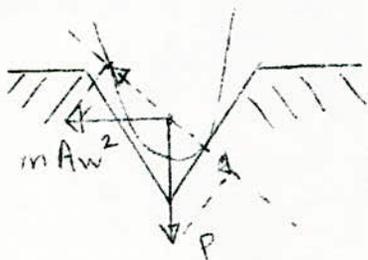
Qu'ils appartiennent à un type ou à l'autre, les lecteurs sont essentiellement des systèmes mécaniques vibrants composés de masse des pièces mécaniques, de leur élasticité et d'amortisseurs. On peut schématiser l'ensemble sous forme d'un quadripôle, dans lequel la masse est représentée par une inductance, l'élasticité par une capacité et l'amortissement par une résistance.



- Cm0 : élasticité de la pointe
- Cm1 : élasticité du pivot de l'armature
- Cm2 : élasticité de l'amortisseur en caoutchouc
- Vm1 : résistance de l'amortisseur en caoutchouc
- m1 : masse de l'armature avec la pointe de lecture
- m2 : masse de l'ensemble tête de lecture plus bras.
- Zm : impédance mécanique du disque
- fM : force fournie par la modulation du sillon.

Les circuits équivalents sont plus ou moins complexes, selon la conception mécanique des transducteurs. De tels quadripôles sont en résumé, des filtres de bandes affectés de résonances dans leur bande passante. On retiendra les généralités suivantes : les masses doivent être le plus faible possible, les élasticités réduites lorsqu'elles ont à transmettre le mouvement, l'amortissement grand pour diminuer l'importance des résonances. Les masses en mouvement ont des effets dynamiques non négligeables malgré leur petitesse. L'accélération A_{w2} appliquée à la pointe lectrice peut atteindre à 10 KHZ, pour un niveau de gravure normale, une valeur de l'ordre de $800 \times 10^3 \text{ cm/s}^2$ soit à peu près 800 fois l'accélération de la pesanteur.

La masse de l'équipage mobile du lecteur pivote en général autour d'un axe réel ou fictif, mais ce qui importe, c'est la masse rapportée à la pointe de lecture puisque c'est à cet endroit que seront exercés tous les efforts. Cette masse rapportée à la pointe, que nous désignerons par m , peut être évaluée entre 1 et quelques mg . Il en résulte que c'est une force de plusieurs grammes qui sera appliquée à cette pointe et qu'il faut comparer à la force d'application de la tête du disque.



On a représenté ici la force d'application p et la force $m \cdot Aw^2$ créée par la masse rapportée m , soumise à l'accélération. Pour simplifier nous considérons une gravure latérale.

Les projections sur la normale au flanc du sillon montrent que si $m \cdot Aw^2$ dépasse p , la pointe perd le contact avec le sillon. L'influence de la masse est surtout importante aux fréquences élevées, lorsque l'accélération est grande.

Au fréquences basses c'est au contraire la raideur de l'équipage mobile qui intervient. Si K est la rigidité en dynes/cm ($1 \text{ dyne/cm} = 10^{-3} \text{ N/M}$) et A l'amplitude du déplacement, la force est AK et vient contrebalancer p .

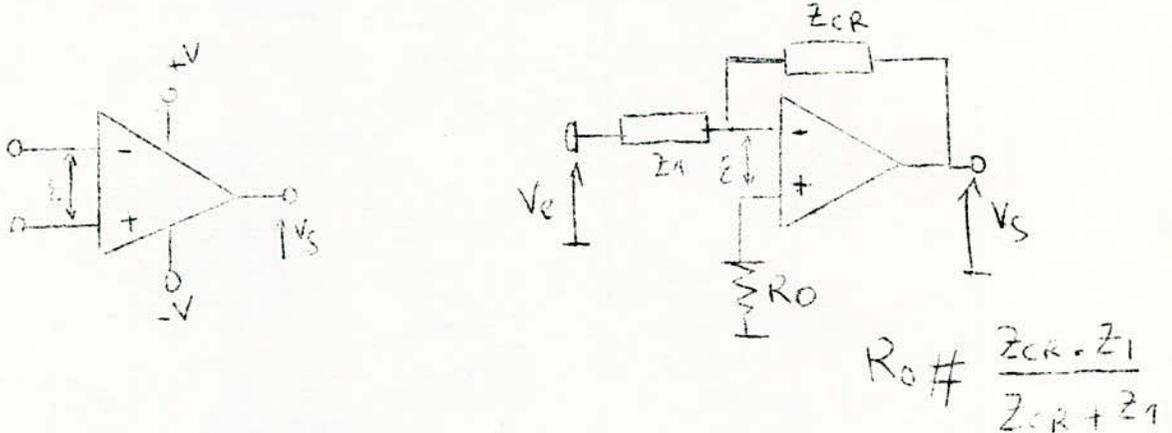
En résumé, la lecture est soumise aux caractéristiques mécaniques de la tête de lecture. La masse rapportée à la pointe et la raideur de l'équipage mobile sont, en plus des exigences sur la réponse en fréquence, des éléments importants qui doivent être réduits le plus possible.

Nous avons vu précédemment que pour disposer d'un signal constant en fréquence il était nécessaire d'appliquer une correction inverse de celle utilisée lors de la gravure du disque. Cette correction dite type RIAA est représentée (figure (II)). L'utilisation d'un amplificateur opérationnel contre-réactionné permet d'obtenir cette correction avec tous les avantages que procurent les CI (faible bruit, encombrement réduit, amplification...)

1°) Généralités sur les amplificateurs opérationnels :

L'étude préalable de l'ampli Op fait appel à un élément supposé parfait. En particulier, son gain en tension en boucle ouverte A est infini son impédance d'entrée est aussi infinie et celle de sortie très faible.

La représentation schématique est la suivante :



a) Gain

G_o = gain en boucle ouverte (40.000)

G_{cr} = gain en boucle fermée.

\mathcal{E} = tension de décalage à l'entrée (très faible)

La résistance d'entrée étant supposée très grande devant Z_{cr} et Z_1 et le courant prélevé à la source d'entrée V_e est le même que celui parcourant Z_{cr} . On a donc l'égalité :

$$i = \frac{V_e}{Z_1} = \frac{V_s}{Z_{cr}} \text{ d'où le gain } \boxed{G_{cr} = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{Z_{cr}}{Z_1}}$$

Nous avons supposé que en boucle ouverte, le gain G_o était infini. Il n'en va malheureusement jamais ainsi pratiquement aussi si l'on pose

$\frac{1}{B} = 1 + \frac{Z_{cr}}{Z_1}$ on aura :

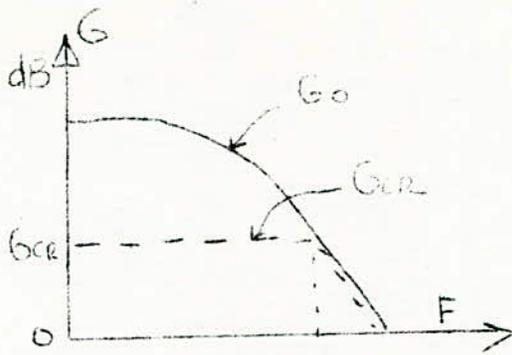
Si $Z_{cr} \gg Z_1$ on aura :

$B = \frac{Z_1}{Z_{cr}} = \frac{1}{G_{cr}}$

$$\boxed{G = \frac{Z_{cr}}{Z_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{G_o B}}$$

G gain idéal erreur due au gain non infini en boucle ouverte

./...

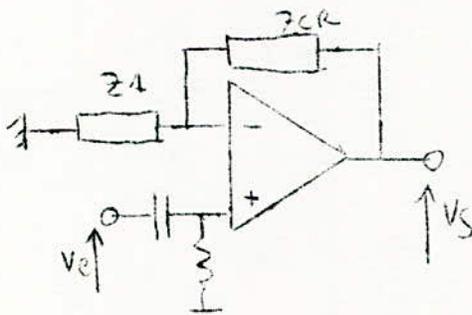


On a : $B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{cr}}$

Le taux d'erreur est donné par

$$\varepsilon(\%) = \frac{100}{G_0 \times B}$$

Autre. structure :



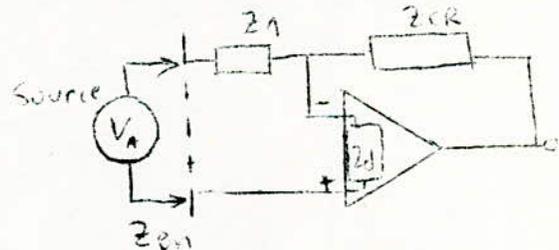
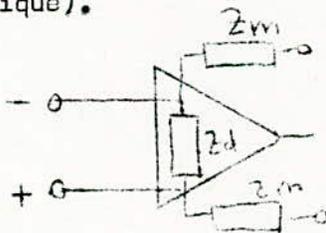
$$G_{cr} = \frac{Z_{cr}}{Z_1}$$

$R_0 = Z_{cr}$ afin de réduire le décalage entre les deux entrées, puisque les courants à chaque entrée (identiques, en principe), voient la même résistance et provoque la même chute de tension.

b) Impédances :

Z_d est l'impédance d'entrée différentielle

Z_m est l'impédance d'entrée dite de mode commun (très grande en pratique).



Z_{en} : Impédance d'entrée vue par la source :

Si l'on se met à la place de la source, on voit "apparaitre" un réseau complexe, d'impédance Z_{en} . Si l'on néglige Z_m dont la valeur est très grande en pratique on aura :

$$Z_{en} = Z_1 + \frac{Z_d \times \frac{Z_{cr}}{1 - G_0}}{Z_d + 1 - G_0}$$

Or $Z_d \gg Z_{cr}/1 - G_0$ $Z_{en} \approx Z_1 + \frac{Z_{cr}}{1 - G_0}$

G_o est très élevé pratiquement aussi pour l'attaque par l'entrée avec inversion : $Z_{en} = Z_1$

Z_o : impédance de sortie de l'ampli O_p .

L'impédance de charge Z_L "voit" : $Z_s = \frac{Z_o (Z_{cr} + Z_1)}{Z_o + Z_{cr} + Z_1 (1 - G_o)}$

$Z_1 (1 - G_o) \gg (Z_o + Z_{cr})$ et $-A \gg 1$ d'où :

$$Z_s = \frac{Z_o}{G_o} \left(1 + \frac{Z_{cr}}{Z_1} \right)$$

c) Tensions et courant de décalage :

Pratiquement tous les éléments de l'amplificateur différentiel ne sont pas parfaitement appariés. L'existence de certains déséquilibres se traduit par l'apparition de signaux d'erreur, appelés signaux de décalage en tension ou en intensité ("offset voltage" ou "offset current").

La tension de décalage à la sortie est la tension mesurée entre la sortie unique et la masse, lorsqu'aucun signal n'est appliqué aux entrées (entrées court-circuitées à la masse, par exemple).

La tension de décalage à l'entrée est égale à la tension de décalage à la sortie divisée par le gain.

Le courant de décalage à l'entrée est également défini comme la différence des courants d'entrée, en l'absence de signal.

Lorsque les entrées d'un amplificateur opérationnel sont attaquées simultanément par une même tension, dite de mode commun, V_m , la tension de sortie devrait être nulle. Pratiquement cette tension de sortie n'est jamais nulle et une tension V apparaît à la sortie. Si G_o et le gain de l'ampli en boucle ouverte on aura le rapport de réjection de mode commun (RRMC) qui vaudra :

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \frac{V_m \times G_o}{V}$$

En pratique, le RRMC doit être supérieur d'environ 20 dB au gain en tension en boucle ouverte.

./...

d) Réponse en fréquence et bande passante :

On applique généralement à l'entrée avec inversion des amplificateurs une tension de contre réaction dont la phase n'est pas constante : elle varie avec la fréquence ; et si à une fréquence f le déphasage atteint 180° et si à cette fréquence, le gain est encore supérieur à l'unité, l'amplificateur devient instable. En effet, la contre réaction s'est transformée en réaction (positive).

Le gain d'un amplificateur soumis à une contre-réaction est donné par la formule classique :

$$G = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega) \times B(\omega)}$$

$A(\omega)$: gain de l'ampli en boucle ouverte
 $B(\omega)$: taux de contre-réaction
 ω : pulsation correspondant à une fréquence f
 G : gain en boucle fermé.

On voit donc que le circuit entre en oscillation si, pour la pulsation ω à laquelle la phase du produit $A(\omega) \times B(\omega)$ devient égale à 180° , le module de $A(\omega) \times B(\omega)$ est supérieur à 1.

D'autre part la phase du gain en boucle ouverte est liée à la vitesse de décroissance de ce gain avec la fréquence ; ainsi on a approximativement :

$$\bar{\varphi} = \frac{\pi}{12} \cdot \frac{(dA)}{(df)} \quad (\bar{\varphi} : \text{phase du gain en boucle ouverte, en radians})$$

(dA/df : pente de la courbe, en dB/octave.)

Avec une pente de 6 dB/octave on trouve :

$$\bar{\varphi} (6\text{dB/octave}) = \frac{\pi}{12} \times 6 = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$$

$$\bar{\varphi} (12\text{ dB/octave}) = \pi = 180^\circ$$

Pour obtenir un fonctionnement stable, il faut donc modifier la courbe de réponse de telle façon que la condition $|A(\omega) \times B(\omega)| < 1$ soit respectée. Lorsque la phase de ce produit atteint 180° , donc obtenir que la pente soit inférieure à 12 dB/octave jusqu'à la fréquence à laquelle le gain est égale à l'unité.

On conclue donc que pour assurer la stabilité d'un amplificateur il faut limiter la bande passante, c'est à dire le gain lorsque la fréquence croît.

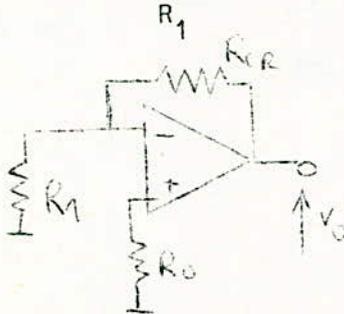
Pratiquement, on souhaite pouvoir appliquer à un amplificateur un taux quelconque de contre-réaction sans risque d'instabilité. C'est ainsi que l'on atténue les fréquences en haut de gamme à l'aide d'un réseau de compensation. Cette méthode est désignée par le terme de post-compensation qui possède d'autre part l'avantage de réduire le bruit.

Les constructeurs indiquent toujours le système de compensation extérieure (en général résistance et capacité en série) qu'il faut appliquer pour obtenir telle réponse en fréquence (uA 709). Certains amplificateurs opérationnels (uA 741) possèdent intérieurement ce système de compensation.

Bruit :

e) Mesure du bruit ramené à l'entrée (en)

La tension de bruit ramenée à l'entrée est définie par la tension de bruit mesurée à la sortie divisée par le gain en tension, lequel est ici déterminé par $\frac{R_{cr}}{R_1}$



$$e_n = V_o \times \frac{R_1}{R_{cr}}$$

Exemple :

$$V_o = 5 \text{ mV si } R_1 = 100 \Omega \quad R_{cr} = 100 \text{ k}\Omega \text{ m a :}$$

$$e_n = 5 \mu\text{V.}$$

f) Facteur de bruit :

Le facteur de bruit dépend de la tension de bruit introduite à l'entrée et, d'origine thermique, et de la tension de bruit ramenée à l'entrée (en) due au montage considéré on a :

$$F_B \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{e_n^2}{e_t^2} \quad \text{avec} \begin{cases} e_t^2 = 4 \text{ KTRB} \\ e_t^2 = 1,65 \times 10^{-20} \times \text{BR à } 27 \text{ }^\circ\text{C} \end{cases}$$

B : bande passante

R : résistance du générateur.

g) Importance du bruit du premier étage :

Si un amplificateur possède plusieurs étages dont chacun est affligé d'un facteur de bruit $F_{b1}, F_{b2}, F_{b3} \dots$. Le facteur de bruit résultant est :

$$F_B \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \left(F_{b1} + \frac{F_{b2} - 1}{G_1} + \frac{F_{b3} - 1}{G_1 G_2} \dots \right) \quad \text{montre que si } G_1 \text{ est}$$

élevé c'est le premier étage qui imposera ses caractéristiques de bruit.

2°) Etude du μ A 709

Le circuit intégré μ A709 comporte un nombre important de semi-conducteurs (I4) répartis sur un socle (substrat) au milieu d'une profusion de résistances obtenues par dépôt filiforme de matériaux résistants. La puissance développée est en générale faible. Le gain en boucle ouverte est élevé entre 25.000 et 70.000 (soit environ entre 88 et 97 dB), et sans compensation, il se met à osciller spontanément. Le produit, Gain x Bande passante est de 40 MHz environ. L'étude du schéma électrique et synoptique nous permet de voir un étage de moyenne puissance comportant généralement deux transistors complémentaires montés en push-pull série.

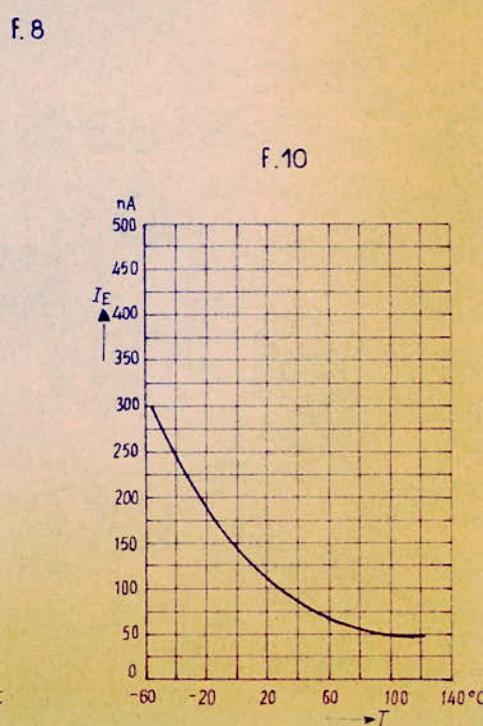
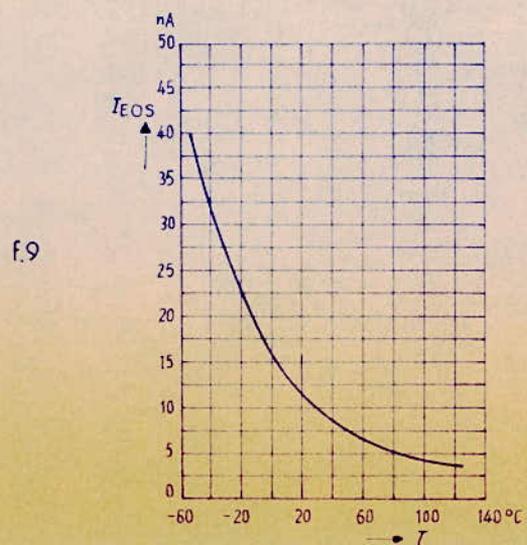
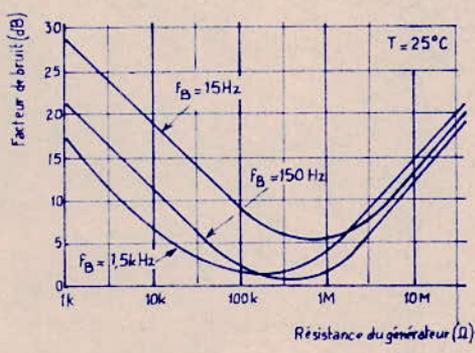
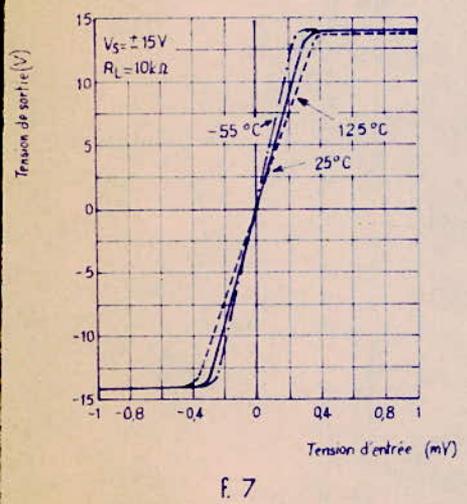
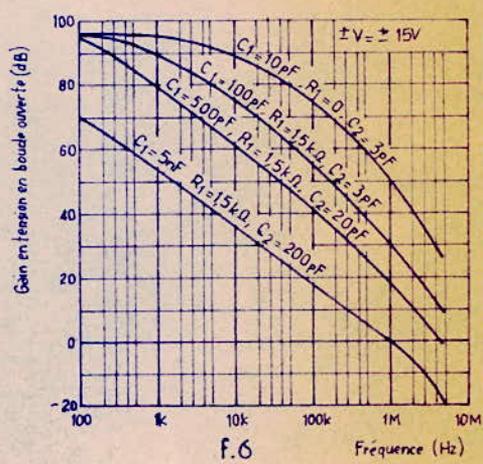
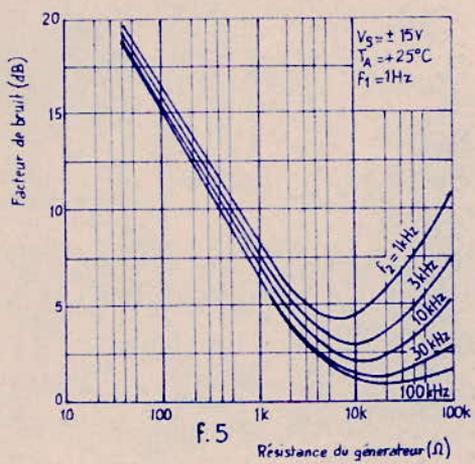
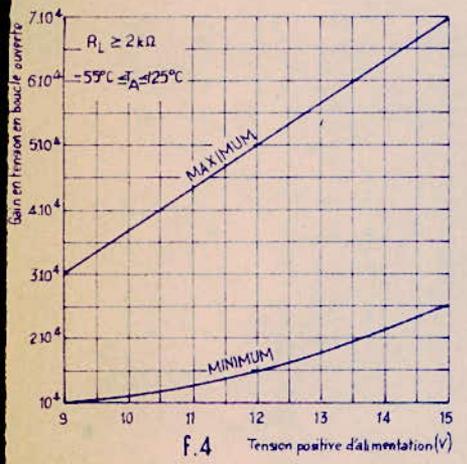
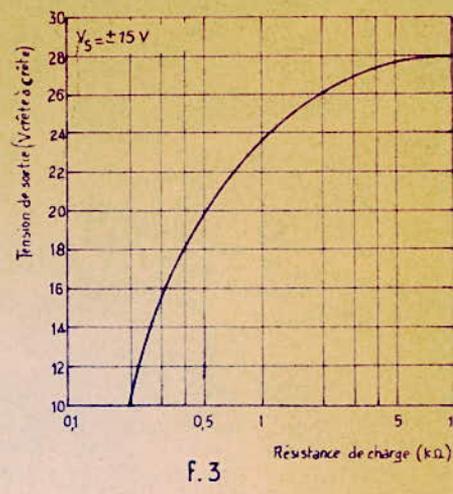
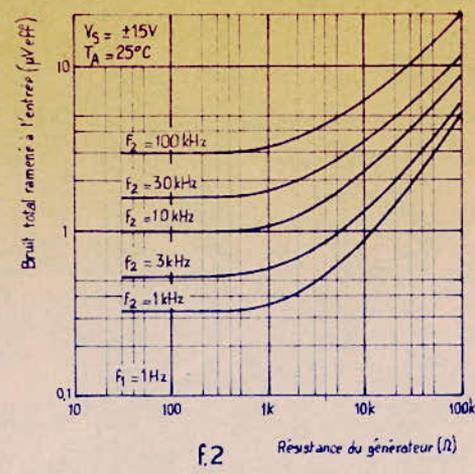
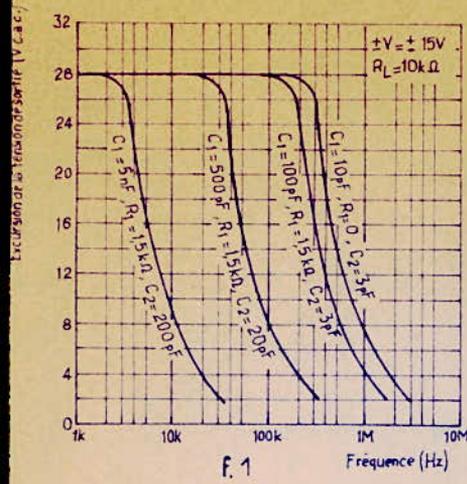
Un circuit de contre-réaction sélective asservit le gain de cet étage et l'empêche d'osciller par abaissement de l'impédance chargeant la liaison préamplificateur - étage de sortie.

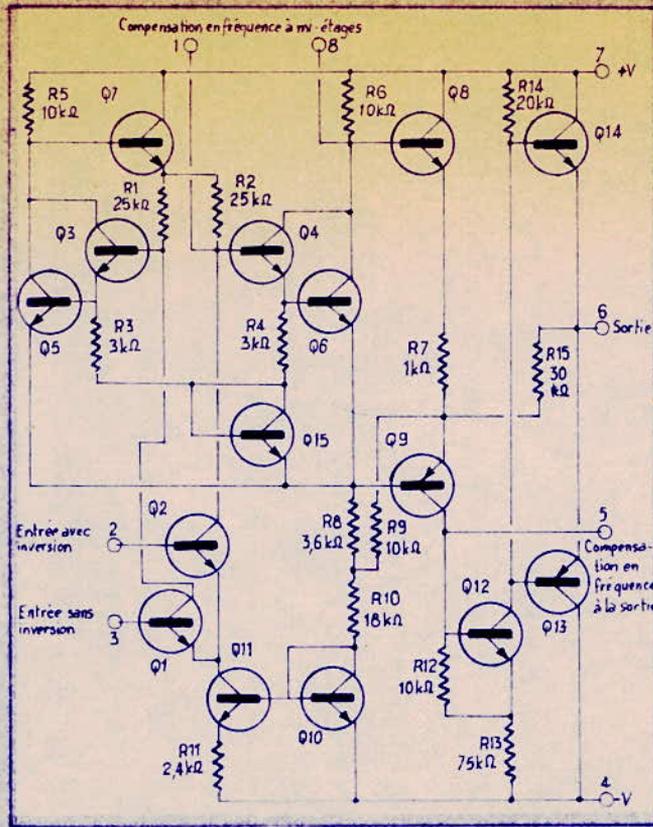
L'étage préamplificateur comporte une association de plusieurs transistors dont un étage à collecteur commun afin d'abaisser encore l'impédance de travail ou de charge de l'ensemble. On ne s'étonnera pas de cette volonté de réduction de l'impédance en tous points des étages autres que ceux d'entrée ; les circuits sont, en effet, très proches l'un de l'autre et on craint toujours des couplages statiques et des oscillations intempestives.

L'étage préamplificateur est attaqué par un étage coupleur particulier regroupant les signaux en oppositions issus de l'amplificateur "différentiel" d'entrée ; celui-ci comprend deux étages identiques couplés par les émetteurs sur un dispositif à courant constant. Un asservissement à courant continu maintient les points de repos des transistors d'entrée .

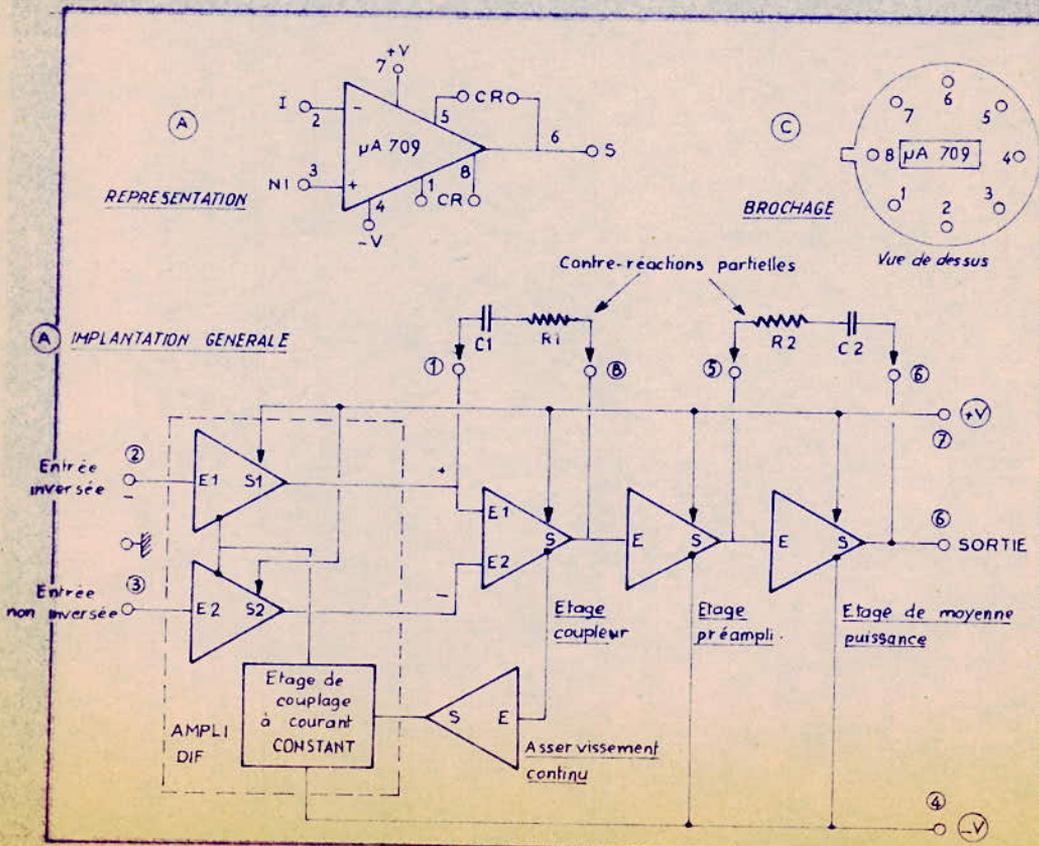
Une seconde chaîne de contre réaction réduit également le gain partiel de l'étage coupleur et modère, la bande passante de façon qu'elle se limite au spectre de fréquence à transmettre.

Les entrées peuvent être attaquées en symétrique par rapport à la masse ou, directement, sans que le générateur ait de point commun avec la masse ; c'est le dernier cas que nous définissons d'attaque "différentielle" car on peut très bien se brancher sur deux points "chauds" du moment qu'il y ait une différence de potentiel entre eux. L'intérêt d'une telle attaque réside dans le fait que les deux points chauds peuvent fluctuer vis à vis de la masse, seule la différence de potentiel est amplifiée. Enfin une des entrées peut être utilisée isolément, l'autre étant ramenée à la masse ou supportant une boucle de contre-réaction. On choisit l'entrée inversée si l'on





F.11



F.12

veut que le signal amplifié ait sa phase inversée par rapport à celle d'entrée ou l'entrée non-inversée si l'on souhaite les phases identiques.

Les courbes des figures 1 à 10 données par le constructeur nous permettront de déterminer les caractéristiques et les conditions de fonctionnement de l'ampli Op uA709.

La tension d'alimentation est choisie à $\pm 15^V$ (fig. 4) on obtient ainsi un gain en tension en boucle ouverte le plus grand, et les autres réseaux de courbes sont justement donnés pour cette valeur de la tension d'alimentation.

La figure 6 indique la valeur des composantes du réseau de post compensation. On prendra le réseau ($C_1 = 100 \text{ p}^F$, $R_1 = 1,5 \text{ K}$, $C_2 = 3 \text{ p}^F$) on obtiendra ainsi un gain de 55 dB (562) pour 100 KHZ de bande passante ce qui est acceptable. Pour 40 KHZ le gain s'élève à 65 dB (1780). L'excursion de la tension de sortie (crête à crête) pour ce réseau et pour une résistance de charge de 10 k Ω est de 28 V jusqu'à 100 KHZ soit 10 V eff.

Le bruit total ramené à l'entrée est 6 μV pour une résistance du générateur de 10 K Ω et de 3 μV pour 100 Ω .

La figure 3 montre que la tension de sortie (crête à crête) varie peu quand la résistance de charge passe de 10 K Ω à 2 k Ω .

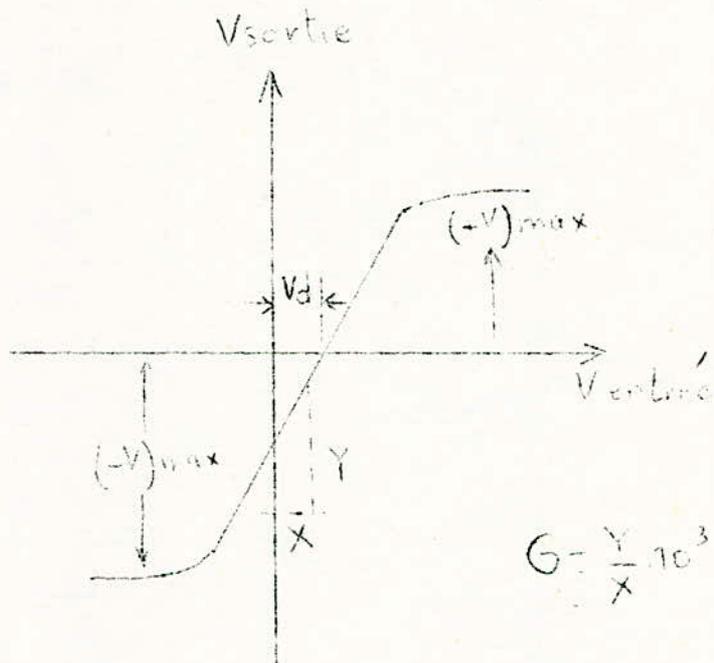
La figure 7 donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, ou courbe de transfert ceci pour l'amplificateur monté en boucle ouverte. En boucle fermée, le niveau d'attaque sera plus élevé, on obtiendra une courbe analogue à celle de la figure 7 mais l'abscisse comportera des tensions " $1 + \frac{G_o}{G_{cr}}$ " plus élevées : G_o gain en boucle ouverte G_{cr} gain en boucle fermée.

Pour relever cette courbe on applique simultanément aux entrées respectives du circuit intégré et de balayage horizontal d'un oscilloscope la tension d'entrée. La tension de sortie est, elle, appliqué à l'entrée de balayage vertical.

Cette courbe permet de mesurer cinq paramètres :

- Le gain de boucle pour des signaux forts : $G_{cr} = 1000 \frac{Y}{X}$
- L'excursion maximale ($+V$) max et ($-V$) max de la tension de sortie lue directement en volts.

- La tension de décalage à l'entrée. Elle est donné par V_d .
- La valeur maximale de la tension différentielle d'entrée, lue sur l'axe des abscisses.
- La linéarité de la fonction de transfert, laquelle permet d'apprécier l'aptitude de l'amplificateur à travailler linéairement, sans introduire de **distorsion**.



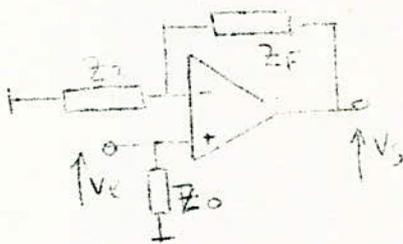
Le module d'entrée est un amplificateur, dont le système de contre-réaction permet de l'adapter à des caractéristiques particulières de la source. Par exemple, une contre réaction particulière permettre d'adapter l'amplificateur à la norme RIAA si un pick-up est connecté à l'entrée considérée ; de même qu'une correction NAB si la source est un magnétophone. Evidemment, dans le cas d'un micro ou d'une ligne, la contre-réaction est linéaire et on jouera dans ce cas sur le circuit de contre réaction pour modifier la sensibilité de l'entrée.

Un commutateur à plusieurs contacts permettra de sélectionner une contre-réaction (RIAA ; NAB 1 (19 cm) ; NAB 2 (9,5 cm) MICRO) sur le même amplificateur opérationnel.

1°) Contre réaction linéaire :

L'amplificateur opérationnel utilisé est le μA 709. Une bande passante de 20 KHZ soit à 3 dB de 10 HZ à 30 KHZ est très acceptable. En effet l'amplification des signaux inférieurs même à 20 HZ sont inutiles en acoustiques, surtout que les meilleurs enceintes actuellement sur le marché n'atteignent toujours pas cette fréquence. Quant aux fréquences supérieures à 20 KHZ elles ne sont à peine perceptibles ceci pour des considérations physiologiques.

Cette limitation arbitraire de la bande passante nous permet d'obtenir le minimum de bruit sachant que la tension de bruit est directement proportionnelle à la racine carrée de la bande passante ΔF .



L'entrée se fait sur l'entrée non inversée ceci permet d'avoir à la sortie un signal en phase avec l'entrée. La contre-réaction se fait donc au moyen de Z_F et Z_2 .

Le gain $G \frac{V_s}{V_e}$ est donné approximativement par $G = \frac{Z_f + Z_2}{Z_2}$ si l'on se fixe un gain $G = 50$ à 1 KHZ et si l'on prend $Z_2 = R_2 = 1 K$ pour faciliter les calculs on voit que $Z_F = R_F$ 50 K Ω

La limitation inférieure et supérieure en bande passante s'obtient en utilisant des impédances Z_F et Z_2 particulières.

$$\text{Soit } Z_2 = R_2 + \frac{1}{C_2 p} \text{ et } Z_F = R_F // \frac{1}{C_F p} = \frac{R_F}{R_F C_F p + 1}$$

La relation du gain $G \neq \frac{Z_F}{Z_2}$ devient :

$$G = \frac{R_F \cdot C_2 p}{(R_F C_F p + 1) (R_2 C_2 p + 1)}$$

Nous avons donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{10 \text{ KHZ}} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad C_2 = \frac{1}{2 \pi 10 \cdot 10^3} = \frac{10^{-4}}{2} = \boxed{15,9 \text{ } \mu\text{f}} \\ W_{30 \text{ KHZ}} = \frac{1}{R_F C_F} \quad C_F = \frac{1}{2 \pi 3 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^4} = 94 \cdot 10^{-2} // \boxed{100 \text{ p}^F} \end{array} \right.$$

Remarque : Dans le cas où la limite supérieure de la bande passante doit être augmentée, à 50 KHZ par exemple, il suffira de diminuer la valeur de la capacité C_F uniquement.

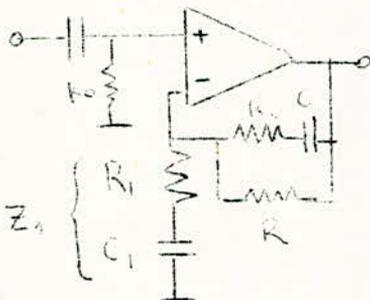
2°) Contre réaction NAR (19 cm/s et 9,5 cm/s)

La normalisation internationale indique une inflexion des courbes à 1,85 KHZ pour 9,5 cm/s et à 3,2 KHZ pour 19 cm/s.

Le niveau 0db est adopté pour 1 KHZ, avec un relèvement de + 2,4 dB pour 50 HZ et un affaiblissement de - 6 dB pour 9,5 cm/s et - 9 dB pour 19 cm/s à 5 KHZ.

La structure de l'amplificateur opérationnel est la même que

précédemment : mais Z_F est ici constituée par R_2 et C en série et l'ensemble en parallèle sur R .



$$\text{Le gain est : } G = \frac{R}{Z_1} \frac{R_2 C_2 p + 1}{(R + R_2) C_2 p + 1}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} W_b = \frac{1}{(R + R_2) C_2} \\ W_h = \frac{1}{R_2 C_2} \end{array} \right.$$

$$\text{Prenons } C_2 = 1,6 \text{ nf Si } f = 1,85 \times 10^3 \text{ HZ} \quad R_2 = \frac{1}{2 \pi f C_2} = \frac{10^6}{1,85 \times 1,6 \times 2} = \boxed{54 \text{ K}\Omega}$$

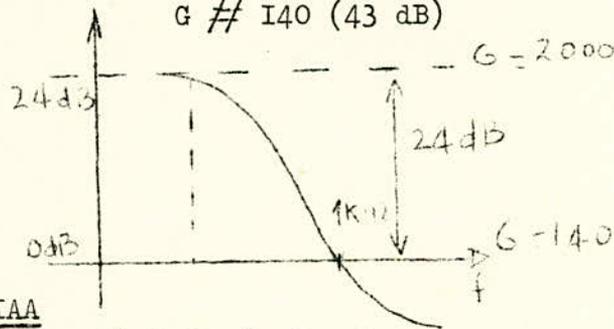
Pour $R_2 = 54 \text{ K}$ Si $f = 3,2 \times 10^3 \text{ Hz}$ $C_2 = \frac{10^{-6}}{3,2 \times 2 \pi \times 54} = \boxed{920 \text{ pF}}$

Pour $F = 50 \text{ Hz}$ $50 = \frac{10^9}{(R+R_2) 2 \pi \times 1,6}$ $R = 1,946 \text{ M}\Omega$ $\boxed{R \neq 2 \text{ M}\Omega}$

$C_2 = 1,6 \text{ nF}$ $Z_{C2} (\text{à } 1 \text{ KHz}) = 100 \text{ K}\Omega$ d'où $G = \frac{2 \times 10^6 \times 150 \times 10^3}{2 \times 150 \times 10^6} = \boxed{140}$

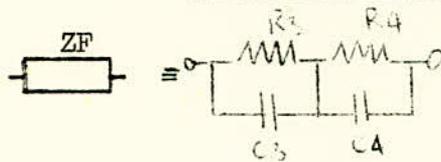
Pour les très basses fréquences $G \neq R \neq 2000$ (67 dB)

Pour 1 KHz $G \neq 140$ (43 dB)



3°) Contre-Réaction RIAA

a) Calcul de l'impédance complexe de Z_F



$$Z_F(p) = \frac{R_3}{R_3 C_3 p + 1} + \frac{R_4}{R_4 C_4 p + 1} = \frac{N}{D}$$

$$N = R_3 R_4 C_4 p + R_3 = R_4 R_3 C_3 p + R_4$$

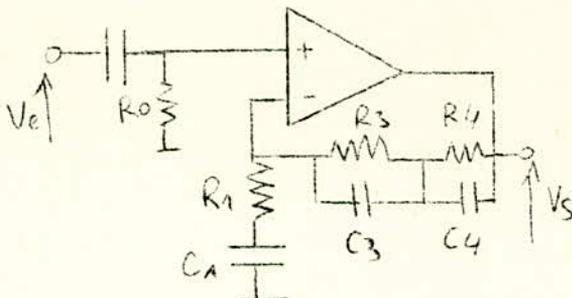
$$N = R_3 R_4 p (C_4 + R_3) + R_3 + R_4 = (R_3 + R_4) \left[\frac{(C_4 + C_3) R_3 R_4}{R_3 + R_4} p + 1 \right]$$

Posons $R = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$ et $C = C_4 + C_3$

$$Z_F(p) = (R_3 + R_4) \frac{RCp + 1}{(R_3 C_3 p + 1)(R_4 C_4 p + 1)}$$

b) Calculs numériques :

Pour le calcul du gain nous considérerons que $Z_1 \neq R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ sauf pour les fréquences inférieures à 10 Hz.



$$G \neq \frac{Z_F}{R_1} = \frac{(R_3 + R_4) RCp + 1}{R_1 (R_3 C_3 p + 1)(R_4 C_4 p + 1)}$$

Si l'on considère une référence de 0 dB à 1 KHZ, la normalisation internationale RIAA exige les valeurs de gain suivantes :

à 1 KHZ G = 0dB G = 50 (valeur arbitraire) on déduit:
à 500 HZ G = 3dB G = 70,1
à 50 HZ G = +17 dB G = 354
à 10 HZ G = + 20dB G = 500 or pour cette fréquence la présence de C₁ provoque une chute de 3 dB donc on choisit à 10 HZ
G = + 23 dB.....G = 750.

On aura donc G \neq R₃ + R₄ \neq 750 pour les très basses fréquences

Les constantes de temps normalisées sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_4 C_4 = 3180 \mu s \\ R_3 C_3 = 75 \mu s \\ RC = 318 \mu s \end{array} \right.$$

Prenons C₄ = 4,4 nf à 50 HZ $Z(C_4) = \frac{1}{C_4 \omega} = \frac{10^9}{2 \times 4,4 \times 50} = 725 \text{ K } \Omega$

G à 1 KHZ = 50 (0dB)

G à 50 HZ = 50 x 7,08 = 354 (17 dB)

à 50 HZ : Z₂ \neq 1 K Ω

G = $\frac{Z_4}{Z_2} = 354$ Z₄ = 354 K Ω

Z₄ = $\frac{3_4 \times R_4}{3_4 \times R_4}$ 3₄ = 725 K Ω R₄ = $\frac{Z_4 \times 3_4}{3_4 - Z_4} = \frac{354 \times 725}{725 - 354} = \frac{354 \times 725}{371} = 690 \text{ K}$

$R_4 = 690 \text{ K } \Omega$ $C_4 = 4,4 \text{ nf}$

R₄ C₄ = 3020 μs

Si l'on prend C₄ = 4,7 nF R₄ C₄ = 3240 μs

R₃ = 50 K Ω car G = 50 à 1 KHZ

R₃ C₃ = 75 μs C₃ = $\frac{75 \times 10^{-6}}{50 \times 10^3} = 1,5 \text{ nf}$

$R_3 = 50 \text{ K } \Omega$ $C_3 = 1,5 \text{ nf}$
--

R₃ C₃ = 75 μs

$$R_3 + R_4 = 750 \text{ K} \approx 740 \text{ (23,5 dB) pour } G.$$

$$R_3 = 750 - 690 = 60 \text{ K}\Omega$$

Vérifions si $R_3 = 60 \text{ K}\Omega$ on a :

$$R_3 C_3 = 75 \mu\text{s} \quad C_3 = \frac{75 \times 10^{-6}}{R_3}$$

$$RC = \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4} (C_4 + C_3) = 318 \mu\text{s}$$

$$\frac{R_3 \times 690}{750} (4,4 \times 10^{-9} + \frac{75 \times 10^{-6}}{R_3}) = 318 \times 10^{-6}$$

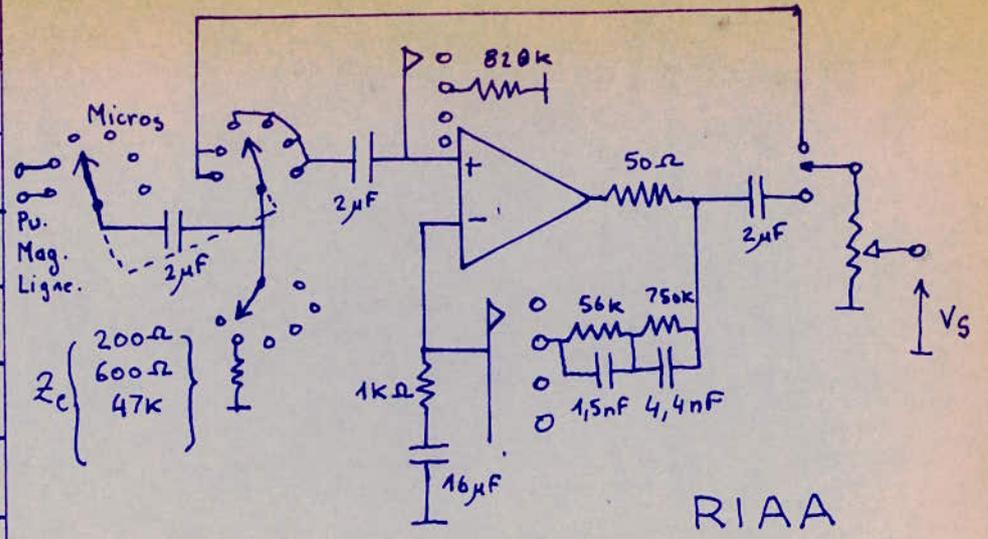
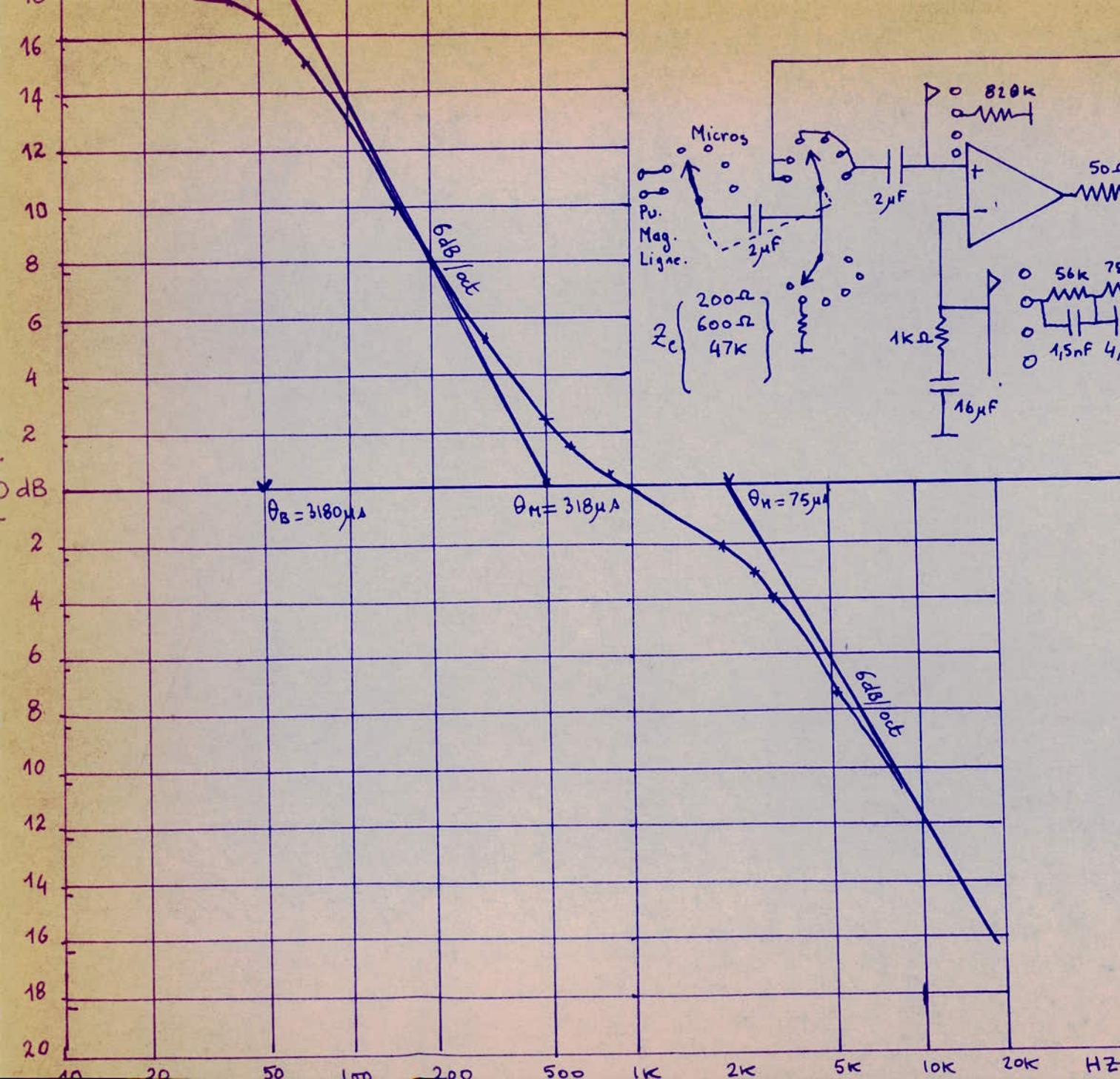
$$R_3 \frac{69 \times 4,4 \times 10^{-9}}{75} + 69 \times 10^{-6} = 318 \times 10^{-6}$$

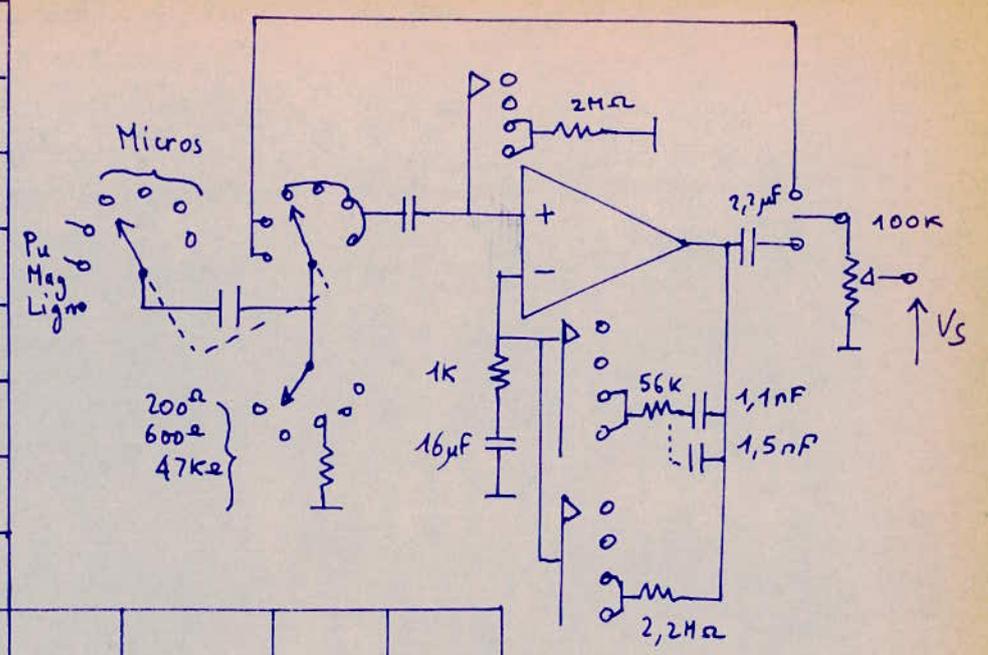
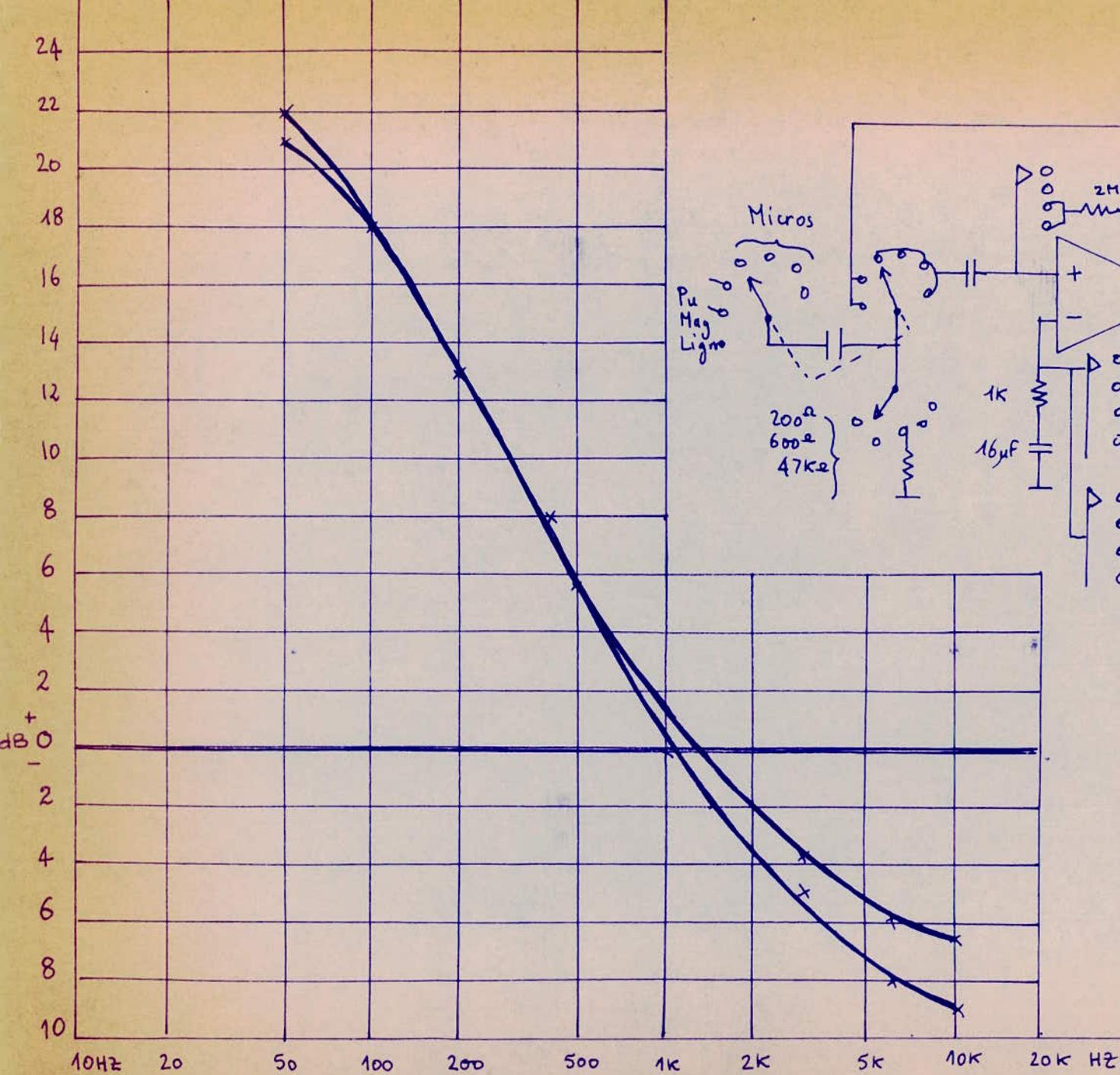
$$R_3 = \frac{249 \times 10^{-6}}{4,06 \times 10^{-9}} = \boxed{61 \text{ K}}$$

F (HZ)	(dB) Normes RIAA	(dB) Mesures
16.000	- 18	
10.000	- 13,7	
8.000	- 11,9	
5.000	- 8,2	
2.000	- 2,6	
1.000	0	
800	+ 0,7	
500	+ 2,7	
200	+ 8,2	
100	+ 13,1	
60	+ 16,1	
40	+ 18	

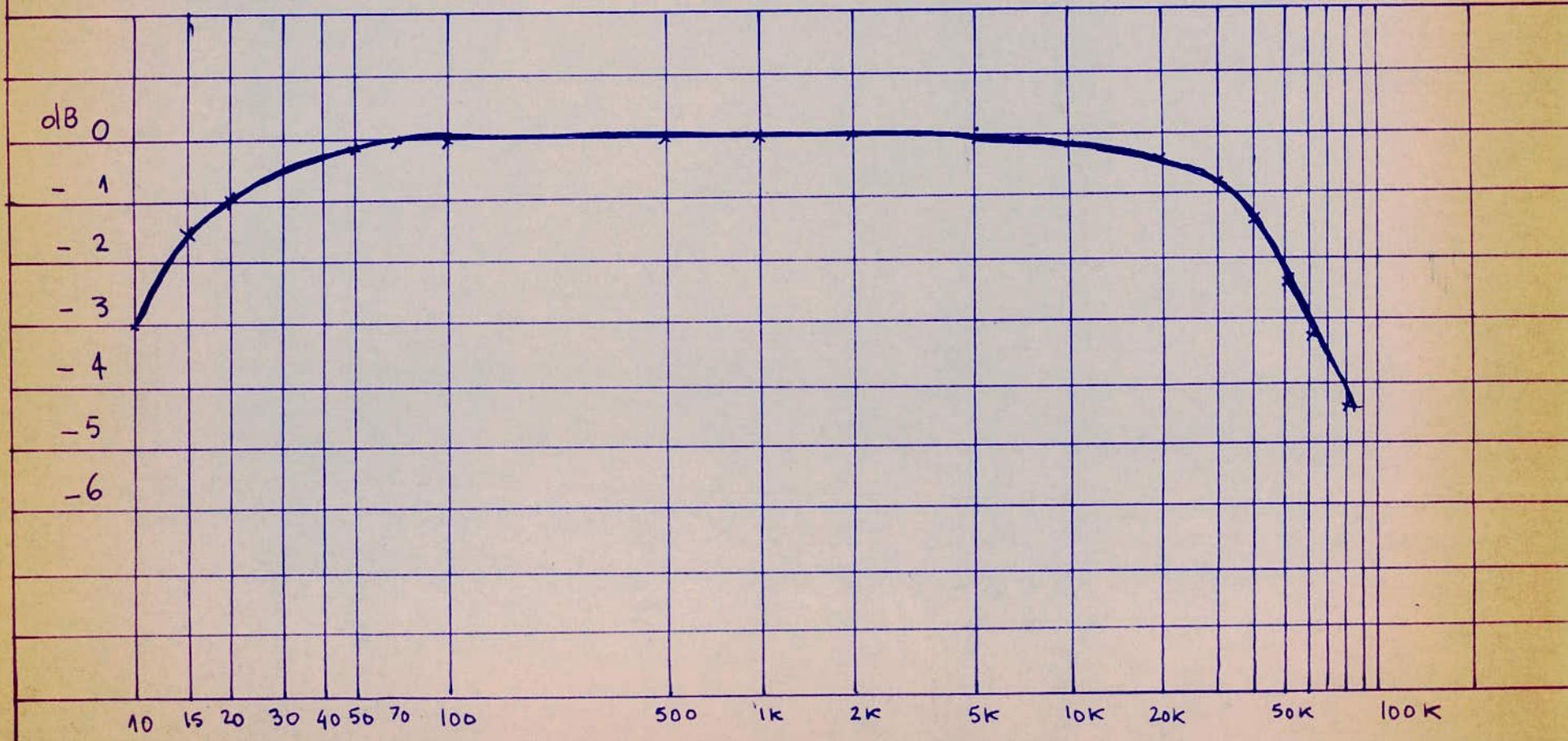
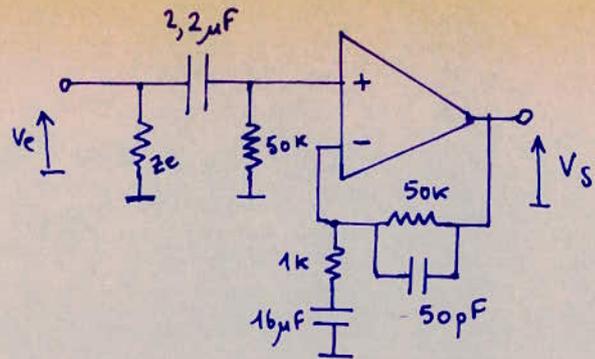
Remarque : Dans les trois types de correction précédemment étudiée on applique le signal d'entrée à l'entrée, non universée. Cette entrée doit être reliée à la masse par une résistance R_0 afin de réduire la tension de décalage d'entrée et sa dérive ; on prendra.

$$R_0 \neq R_f$$



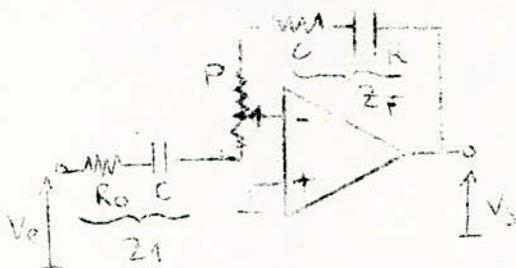


NAB 9,5 cm/s
19 cm/s



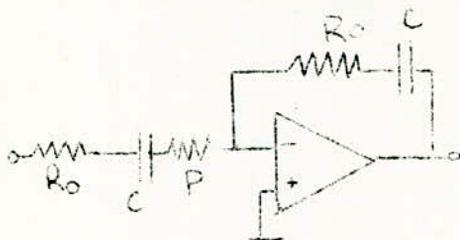
Le correcteur de tonalité permet d'atténuer ou de renforcer les fréquences basses et haute c'est à dire les fréquences inférieures et supérieures à 1 KHZ. La technique controlant le gain d'un amplificateur en fonction de la fréquence peut être utilisée pour former ce correcteur. Le schéma utilisé permet donc d'obtenir un gain en tension égal à l'unité à 1 KHZ avec une réponse aux fréquences élevées et basses selon une pente d'atténuation ou de relevé de 6 dB/octave.

I°) Etude théorique :



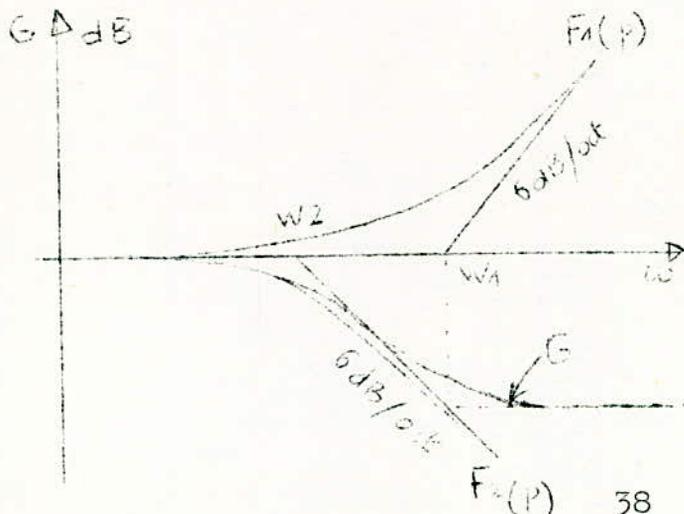
Le gain est donné par $G = \frac{Z_F}{Z_1}$

a) Position affaiblissement des fréquences élevées



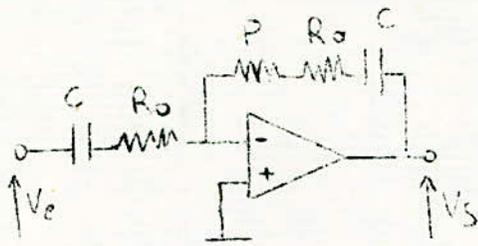
$$G = \frac{\frac{R_0 C p + 1}{C p}}{\frac{R_0 C p + 1}{(R_0 + P) C p + 1}} = \frac{F_1(P)}{F_2(P)} = F_1(P) \cdot F_2^{-1}(P)$$

Le diagramme a symptotique de G en fonction de $F_1(p)$ et $F_2(p)$ est le suivant :



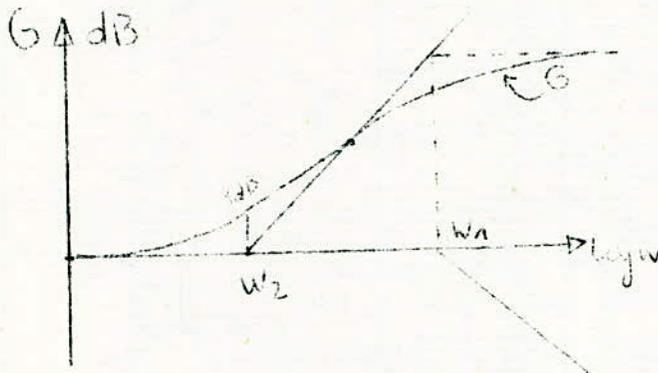
$$\begin{cases} w_1 = \frac{1}{R_0 C} \\ w_2 = \frac{1}{(R_0 + P) C} \end{cases}$$

b) Position relèvement



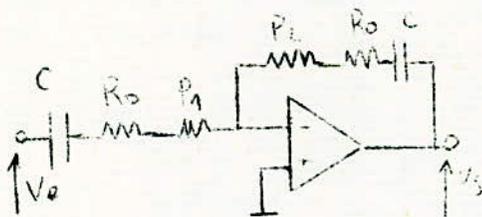
$$G = \frac{\frac{(P+R_o)Cp+1}{Cp}}{\frac{R_oCp+1}{Cp}} = \frac{(P+R_o)Cp+1}{R_oCp+1} = \frac{F_2(P)}{F_1(P)}$$

Soit le diagramme de Bode :



$$\left\{ \begin{aligned} w_1 &= \frac{1}{R_oC} \\ w_2 &= \frac{1}{(R_o + P)C} \end{aligned} \right.$$

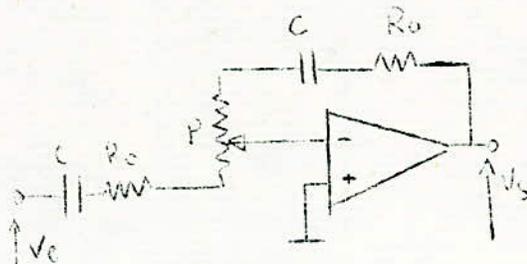
c) Position linéaire :



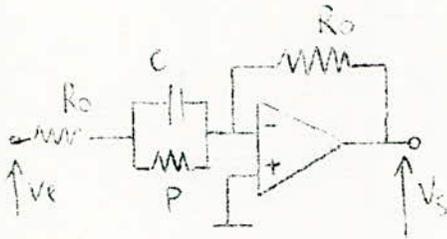
$$g = \frac{(P_2 + R_o) Cp + 1}{(P_1 + R_o) Cp + 1} \text{ si } P_1 = P_2 \quad G = 1$$

La courbe du gain en fonction de la fréquence est linéaire.

Nous déduisons donc le schéma final suivant où P est un potentiomètre.



d) Position affaiblissement des fréquences basses :

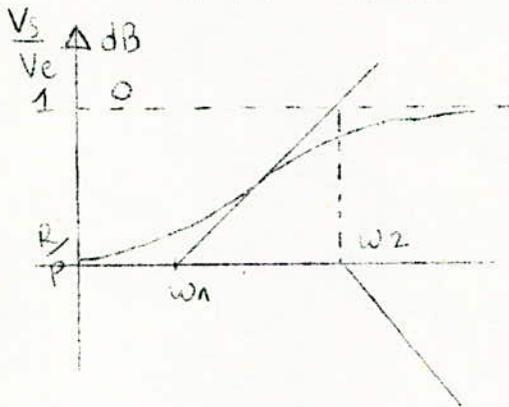


$$G = \frac{R_o}{R_o + P} \cdot \frac{R_o (PC_p + 1)}{R_o (PC_p + 1) + P} = \frac{R_o (PC_p + 1)}{R_o (PC_p + 1) + P}$$

$$G = R_o \cdot \frac{PC_p + 1}{R_o PC_p + R_o + P} = \frac{R_o}{R_o + P} \cdot \frac{PC_p + 1}{\frac{R_o P}{R_o + P} PC_p + 1}$$

Soit $R = \frac{R_o P}{R_o + P}$ $\frac{R_o}{R_o + P} = \frac{R}{P}$

$$G = \frac{R}{P} \cdot \frac{PC_p + 1}{RC_p + 1}$$

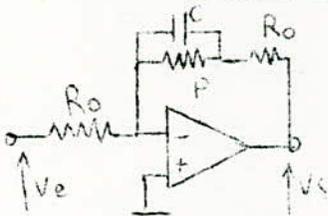


$$G = \frac{R}{P} \cdot F_1(P) \cdot F_2^{-1}(P)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{PC}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{RC}$$

e) Position relèvement des fréquences basses :

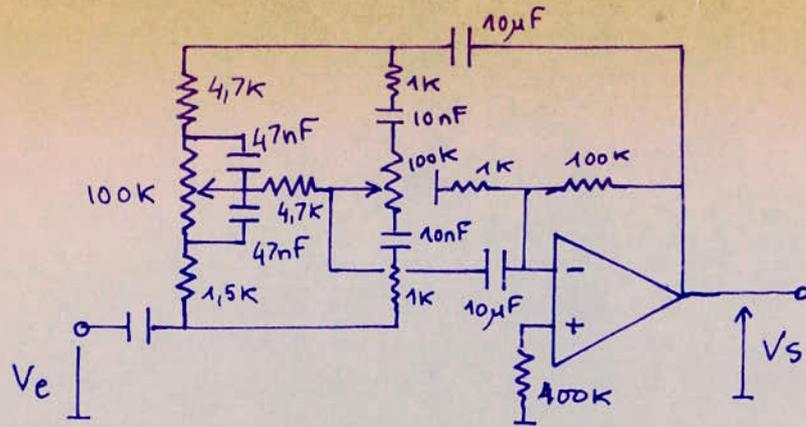


$$G = \frac{R_o + P}{R_o} \cdot \frac{1}{PC_p + 1} = 1 + \frac{P/R_o}{PC_p + 1}$$

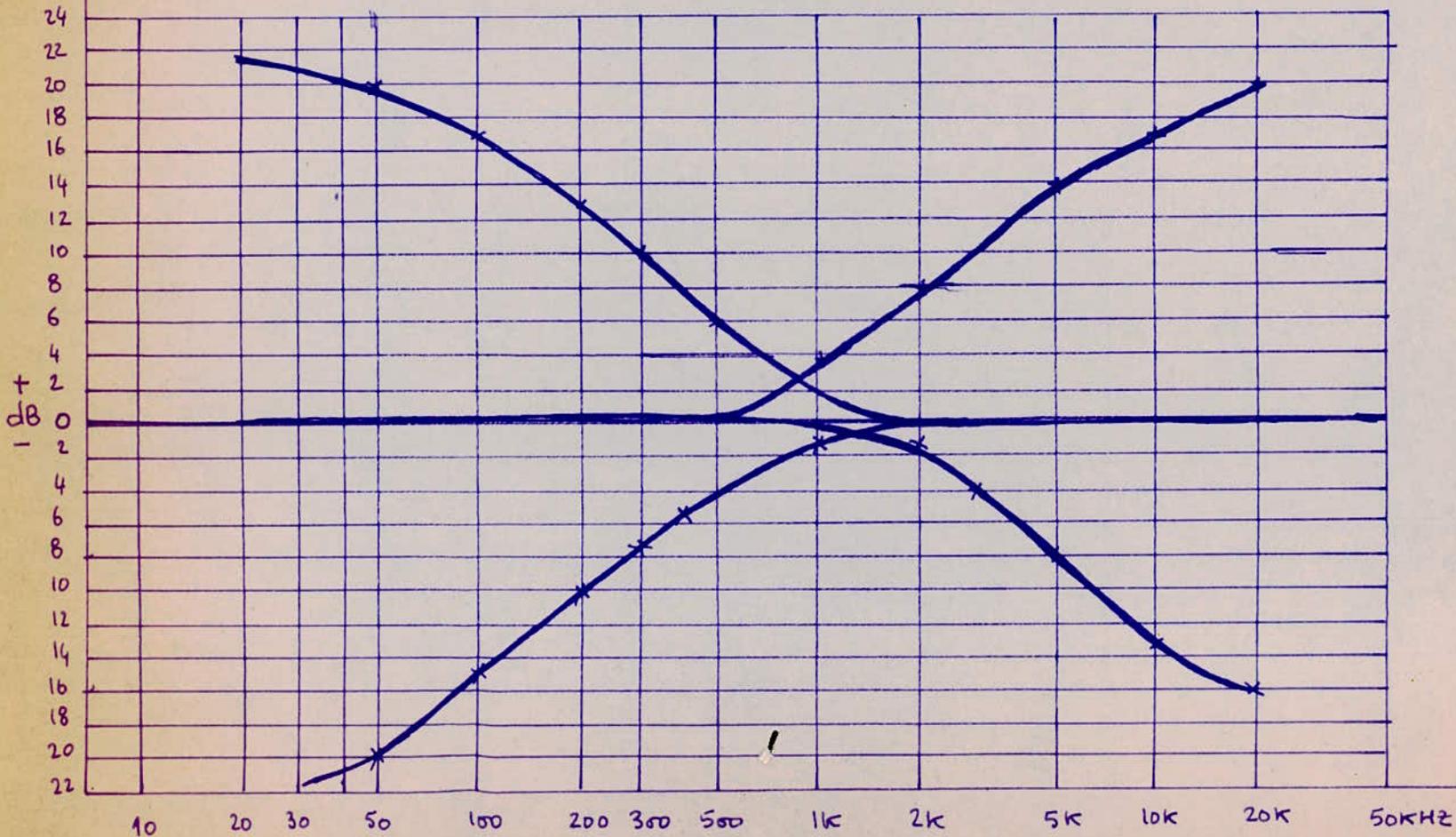
$$G = \frac{PC_p + 1 + P/R_o}{PC_p + 1} = (1 + P/R_o) \cdot \frac{PC_p / (1 + P/R_o) + 1}{PC_p + 1}$$

$$G = \frac{R_o + P}{R_o} \cdot \frac{P/R_o}{PC_p + 1} \cdot \frac{PC_p + 1}{PC_p + 1}$$

$$\frac{P}{R} \cdot \frac{RC_p + 1}{PC_p + 1} = \frac{P}{R} \cdot F_2(P) \cdot F_1^{-1}(P)$$



Baxandall

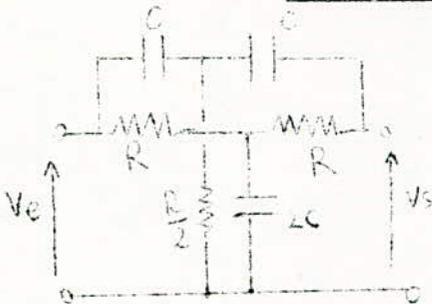


FILTRE DE "PRESENCE"

Le filtre de "présence" est une ^{RC}connection qui apporte une suramplification de 6 ou 12 dB ou plus dans les fréquences médium. Elle donne soit disant, l'effet de rapprocher le chanteur ou les instruments de l'auditeur d'où le nom de "présence".

Il existe certes plusieurs moyens d'obtenir une surélévation du signal dans un spectre donnée et l'utilisation d'un filtre passe-bande suivi d'un amplificateur en est un. Cependant l'utilisation d'un filtre double Téponté dans la boucle de contre réaction d'un ampli OP nous permet d'obtenir le résultat escompté avec en plus quelques avantages.

1°) Etude du Téponté :



La fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1 + p^2 T^2}{1 + \frac{1}{Q} p T + p^2 T^2} \quad (1)$$

avec $\begin{cases} p = j\omega \\ T = R_c \\ \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{R_c C} \\ Q = \frac{f_0}{\Delta f} \end{cases}$

En posant $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ dans l'équation précédente (1) on obtient :

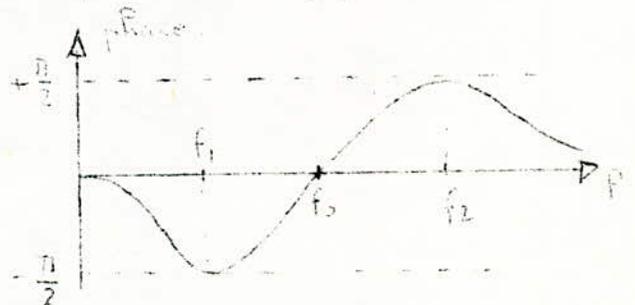
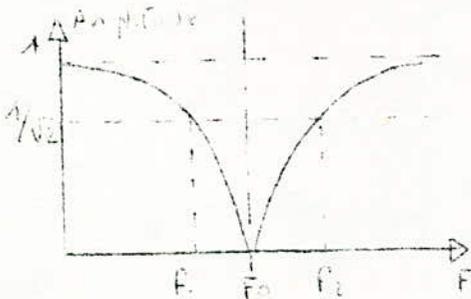
$$F(\Omega) = \frac{1 + \Omega^2 T^2 \omega_0^2}{1 + \frac{1}{Q} \Omega T \omega_0 + \Omega^2 T^2 \omega_0^2} = \frac{1 - \Omega^2}{1 + \frac{j\Omega}{Q} - \Omega^2} = \frac{1 - \Omega^2}{1 - \Omega^2 + \frac{j\Omega}{Q}}$$

$$|F(\Omega)| = \left[\frac{1 + \Omega^2}{Q^2 (1 - \Omega^2)^2} \right]^{-1/2} = \left[1 + \frac{1}{\frac{Q^2}{\Omega^2} (1 - \Omega^2)^2} \right]^{-1/2} = \left[\frac{Q^2 (1 - \Omega^2)^2 + 1}{Q^2 (1 - \Omega^2)^2} \right]^{-1/2}$$

$$|F(\Omega)|^2 = \frac{Q^2 (1 - \Omega^2)^2}{1 + Q^2 (\frac{\Omega - 1}{\Omega})^2} \quad (2)$$

Cette formule fait apparaitre une réponse identique quand on remplace Ω par $1/\Omega$ de sortes que pour toute valeur de fréquence f_1 et f_2 telles que $f_1 f_2 = f_0^2$ on obtient

le même affaiblissement.



Les pulsations correspondant à un affaiblissement de 3 dB (ou à un rapport de $\sqrt{2}$ du signal) sont telles que le dénominateur de (2) vaut 2 : d'où :

$$1 + Q^2 \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)^2 = 2 \quad Q^2 \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)^2 = 1$$

$$Q \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right) = \pm 1$$

$$Q\Omega^2 - Q = \pm \Omega$$

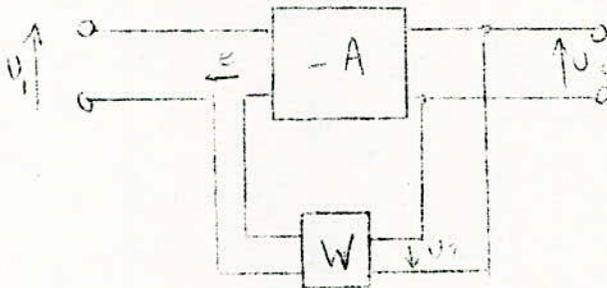
$$Q\Omega^2 - \Omega - Q = 0$$

$$\Omega = \frac{1 \pm \sqrt{1 + 4Q^2}}{2Q}$$

Pour $Q = 0,25$ et $f_0 = 1$ KHZ fréquence centrale on trouve $\begin{cases} f_1 = 236 \text{ HZ} \\ f_2 = 4,236 \text{ KHZ} \end{cases}$

Il y a donc un écart de 3776 HZ soit environ 4 octaves.

2°) Contre réaction tension-série :



$$e = V_2 \cdot W$$

$$V_2 = -AU = -A(U_1 + e) = -A(U_1 + U_2 W)$$

$$V_2(1 + AW) = -AU_1$$

$$G = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{A}{1+AW} \implies \frac{G}{A} = \frac{-1}{1+AW}$$

W représentant la fonction de transfert du double T \acute{e} pont \acute{e} :

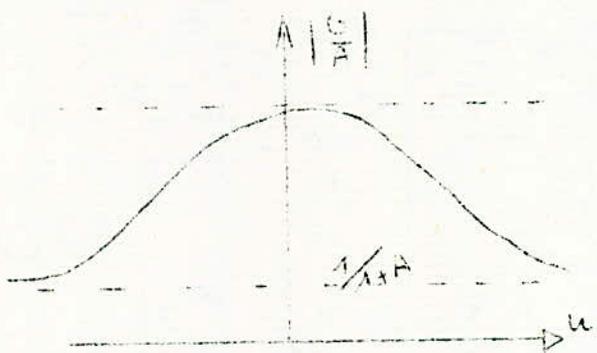
$$W = F(-j\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{1 - \Omega^2 + j\frac{1}{Q}\Omega} = \frac{\frac{1}{\Omega} - \Omega}{\frac{1}{\Omega} - \Omega + j\frac{1}{Q}} = -\frac{u}{u + \frac{j}{Q}}$$

Prenons par exemple $Q = 0,25 = \frac{1}{4}$ $W = \frac{u}{u - 4j}$

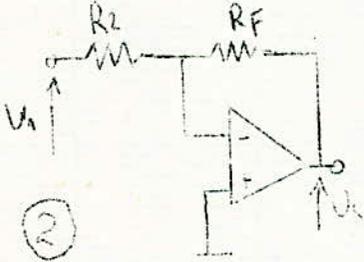
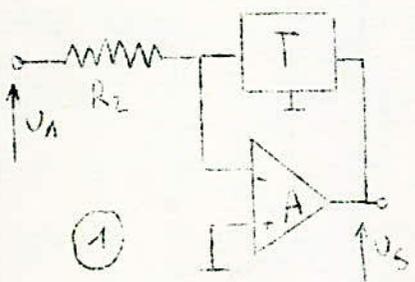
Soit : $\frac{G}{A} = \frac{-1}{1 + \frac{A_0 u}{u - 4j}} = \frac{4j - u}{u - 4j + Au} = \frac{4j - u}{u(1+A) - 4j}$

$F = \frac{J - \frac{u}{4}}{\frac{u}{4}(1+A) - j} = \frac{j - \frac{u}{4}}{j - \frac{u}{4}(1+A)}$

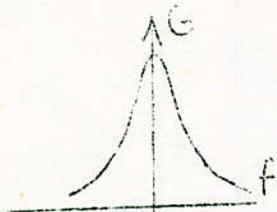
$|F| = \left| \frac{G}{A} \right| = \frac{\frac{42 + 1}{16}}{\frac{42}{16}(1+A)^2 + 1} \Rightarrow \begin{cases} (u \rightarrow \infty) \left| \frac{G}{A} \right| \rightarrow \frac{1}{1+A} \\ (u \rightarrow 0) \left| \frac{G}{A} \right| \rightarrow 1 \end{cases}$



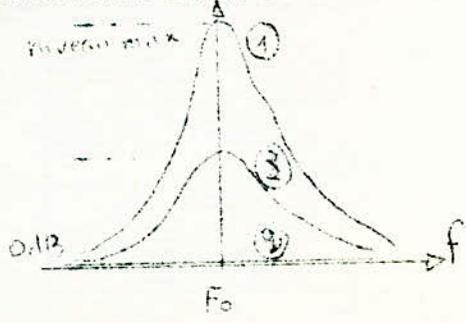
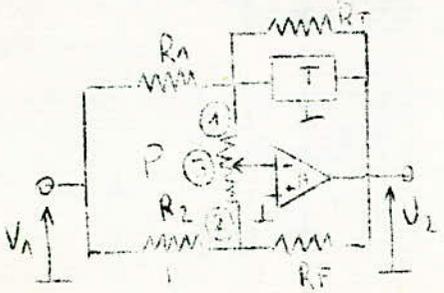
On voit donc que le Té ponté en contre réaction dans une ampli Op permet d'obtenir un passe bande en déduit le montage suivant.

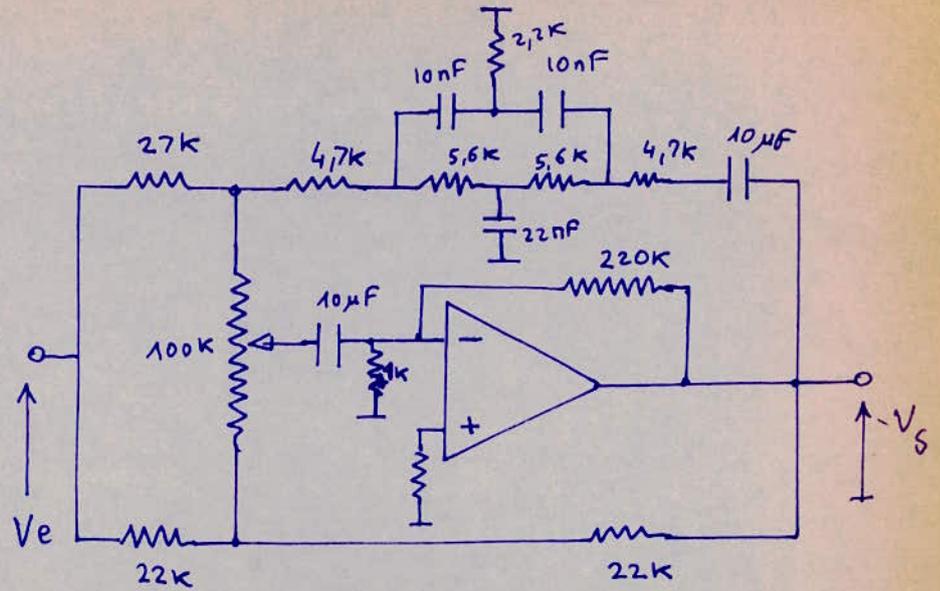
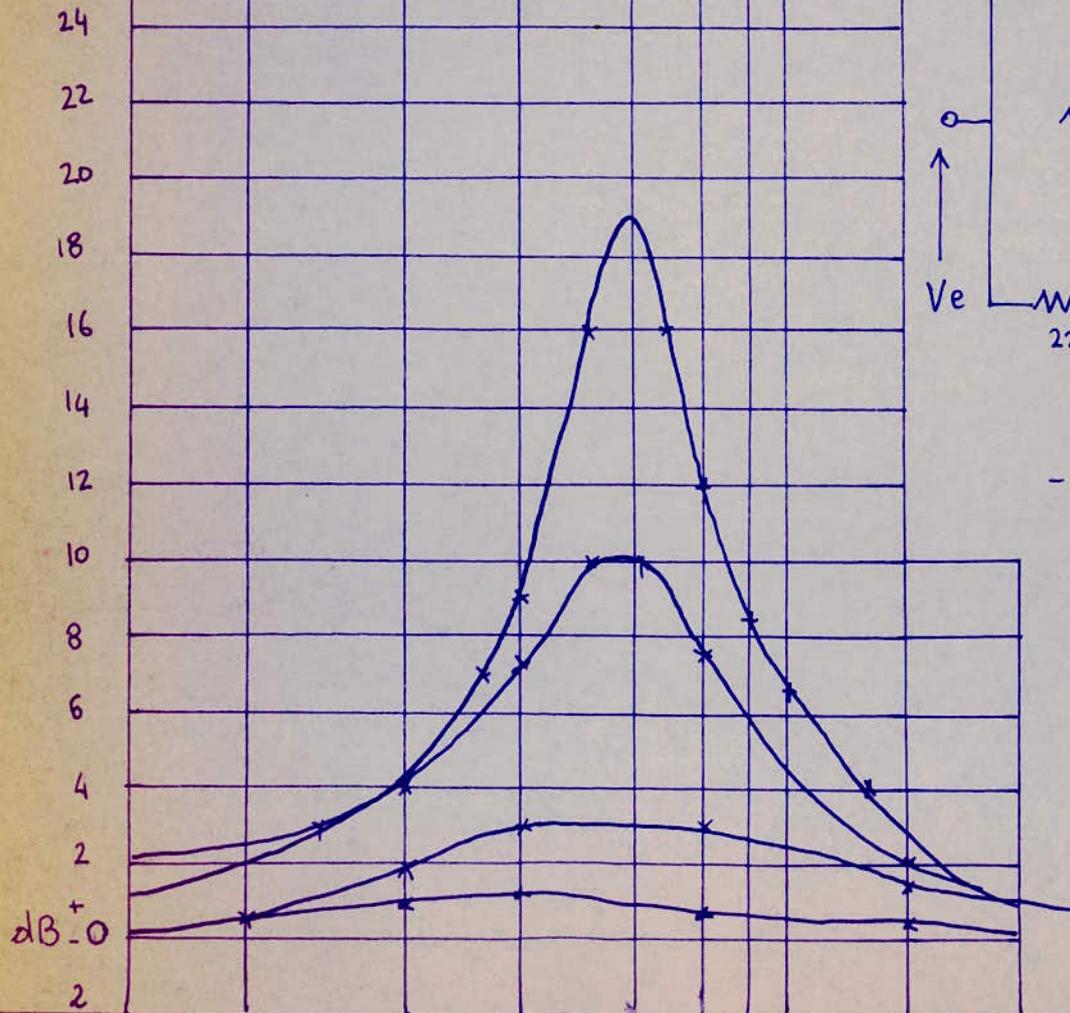


$G = \frac{R_F}{R_2}$ Si $R_F = R_2 \Rightarrow G = 1$
alors $V_1 = U_s$



On combine les deux schémas précédents en un seul :



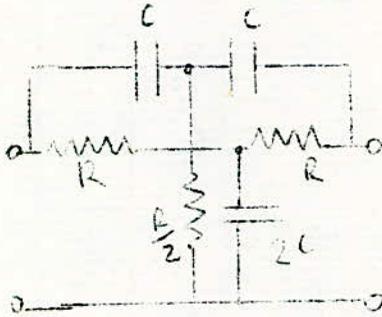


- filtre de Presence -

On choisira P assez grand devant R_1, R_2, R_F , ainsi le potentiomètre permettra d'ajuster le niveau d'élevation à la fréquence de résonance du Té ponté. Le gain de l'ampli A est réglé pour obtenir une élévation de 18 dB environ pour cette fréquence dans la position (1) soit $G = \frac{R_t}{R_1}$

3°) Calculs numériques :

La fréquence de réjection du Té ponté est : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$



Si l'on prend $C = 10 \text{ nF}$

à $f_0 = 3 \text{ KHZ}$ on aura :

$$R = \frac{1}{2 \cdot 3.103 \cdot 10^{-8}} = \frac{10^8}{6} \# 5 \text{ K} \\ \# 4,7 \text{ K}$$

$$2c = 20 \text{ nF} \# 22 \text{ nF}$$

Les filtres passifs ne comportent que des résistances, inductances et capacités. La présence de L limite leur utilisation. Ces éléments sont en général coûteux et imparfaits. De plus dès que l'on atteint le domaine des basses fréquences (1000 HZ) ils deviennent lourds, volumineux, il devient même impossible de réaliser des inductances à coefficient de surtension suffisant ($Q > 50$ à 100).

Si l'on élimine les inductances, les filtres perdent leur efficacité.

Par l'adjonction de circuits à réseau RC, cette limitation se trouve éliminée et il devient possible de réaliser des réseaux possédant la fonction de transfert, que n'importe quel circuit RLC.

Les filtres actifs, indispensables dans les très basses fréquences, permettent d'obtenir des réalisations légères, compacts et moins coûteuses, jusqu'à quelques dizaines de KHZ.

Cependant l'emploi de circuits actifs entraîne à son tour, certaines limitations : nécessité d'alimenter ces circuits, augmentation du bruit de fond, risques d'instabilité électrique et de saturation et surtout dérive des caractéristiques en fonction de la température et du temps.

Grâce aux progrès de la technologie, les amplis intégrés, actuellement bon marché, permettent d'éliminer en grande partie ces inconvénients et rendent la réalisation de filtres actifs préférable à celle de filtres passifs jusqu'à quelques dizaines de KHZ.

Une fois déterminée la fonction de transfert il reste à choisir le circuit qui permettra d'obtenir cette fonction dans les meilleures conditions.

Critères de choix

- Critères d'ordre matériel :
 - Nombre de composants actifs et passifs,
 - Précision requise pour chaque composant,
 - Nombre d'éléments à ajuster,
 - Prix total de réalisation.
- Critères de performances que peut atteindre chaque type de circuits :
 - Q élevé,

- Stabilité dans le temps et en fonction de la température,
- Dynamique des signaux d'entrée,
- Stabilité électrique du filtre.

Circuits utilisant des amplis OP avec réaction négative :

Le principal avantage dans ces circuits est la faible dérive des caractéristiques. En effet pourvu que le gain de l'amplificateur reste élevé, ses variations n'ont aucune influence. De plus de tels circuits se placent aisément en cascade et présentent une impédance de sortie quasi nulle.

Dynamique des signaux d'entrée

C'est le rapport entre les tension Max et Min que l'on peut fournir à l'entrée sans altérer les caractéristiques du filtre. Cette dynamique est limitée dans les faibles valeurs par le bruit de fond des éléments actifs et par la dérive de la tension continue pour les filtres passe bas.

Vers les valeurs élevées, c'est la saturation des amplis que limite la tension d'entrée. Cette limitation peut être sévère dans les circuits à coefficients de surtension Q élevé (>10) pour deux raisons :

1°) Bien avant d'atteindre la saturation, la courbe gain-amplitude d'une ampli devient légèrement non-linéaire. Ce défaut de linéarité bien que très faible, à une forte répercussion sur la caractéristique d'un circuit à Q élevé, à cause de sa sensibilité. Par exemple un ampli de gain saturant à 10^V peut n'admettre, s'il est inséré dans un circuit de $Q = 50$ qu'une tension maximale de 1^V valeur au delà de laquelle le Q serait diminué.

2°) Pour une tension d'entrée du filtre donnée, il apparaît des tensions locales dans le réseau que sont d'autant plus importantes que les coefficients Q sont importants. Il faut tenir compte de ce fait pour déterminer l'ordre des circuits mis en cascade.

Sensibilité d'un réseau

La faible valeur des ξ souvent mis en jeu dans un filtre passe bande (surtout dans les circuits à bande passante étroite) pose dans les circuits actifs, le problème de la sensibilité du réseau notée S . Cette sensibilité peut se définir comme le rapport de la variation relative d'un paramètre du montage (supposons w_0) à la variation relative de la valeur des composants (supposons une résistance R) dans ces conditions :

$S = \frac{d\omega_0}{\omega_0} \times \frac{R}{dr} \frac{R}{dr}$: pourra être aussi bien la dispersion de la valeur du composant dans ses limites de tolérances, qu'une dérive thermique ou un vieillissement.

Un choix judicieux des éléments du montage permet de minimiser la sensibilité : c'est ainsi qu'une structure passe bande à deux intégrateurs rebouclés sera très peu sensible ($S_{Max} = 1$) c'est à dire $\frac{d\omega}{\omega_0} \ll \frac{dr}{r}$

Une structure à source contrôlée sera par contre très sensible aux variations de valeur des composants (pour des surtensions élevées, une variation de 1 % dans le gain ou la phase de la source contrôlée peut se traduire par une variation de 300 % sur la largeur de bande ou le gain de l'accord).

L'amplificateur opérationnel utilisé risque également d'intervenir beaucoup plus sur la sensibilité globale : il devra être aussi proche que possible de l'amplificateur idéal (gain en boucle ouverte et impédance d'entrée infini) et présenter une rotation de phase minimale à la fréquence d'accord.

Filtre réjecteur

Un filtre réjecteur du 2^é ordre (ou éliminateur de fréquence) est caractérisé par une fonction de transfert générale de la forme :

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{a + a \frac{p^2}{\omega_0^2}}{1 + 2 \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

Si a = a' le filtre est dit symétrique

On peut exprimer la fonction de transfert sous une forme faisant apparaître des paramètres menuables simplement sur le montage c'est à dire la largeur de bande $\Delta\omega$ au point (A - 3 db), ω_0 fréquence de coupure A étant le module du : $\frac{V_0}{V_1} = A \times \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + \omega_p + \omega_0^2}$ transfert pour 1 fréquence de ω_0 .

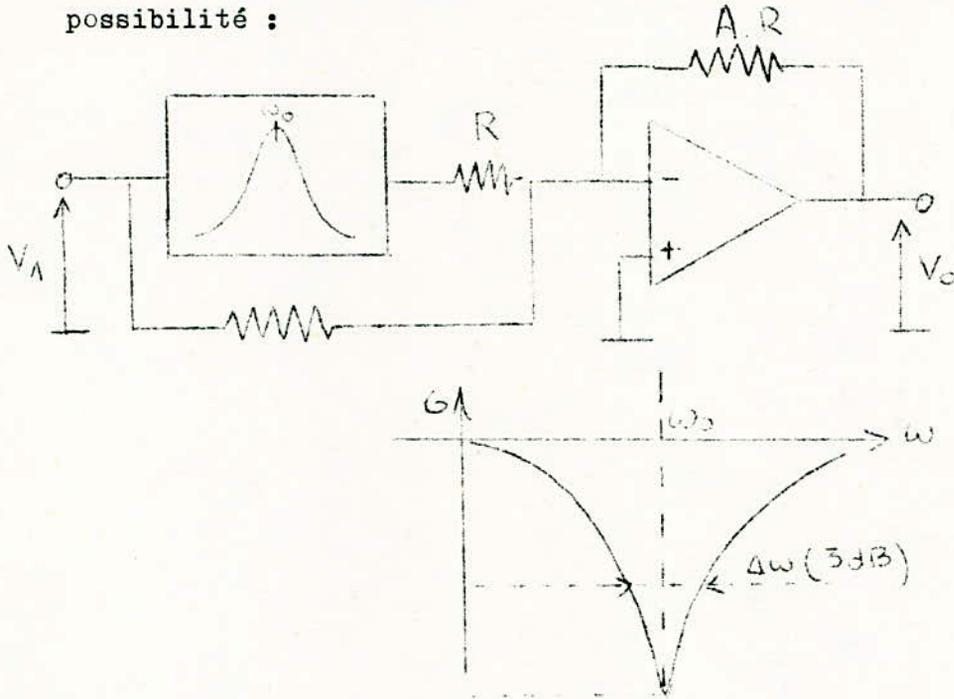
Les montages utilisés pour réaliser ces transferts ^{seront} presque toujours des montages à C.R simple : en effet la somme qui figure au numérateur ($p^2 + \omega_0^2$) implique l'utilisation de l'amplificateur Op en sommateur. Beaucoup de ces montages ne permettront cependant que des surtensions réduites ($\omega_0/\Delta\omega \ll S$).

Il sera possible de réaliser des montages à surtension beaucoup plus importants (donc à bande réjectée très étroite) en remarquant que :

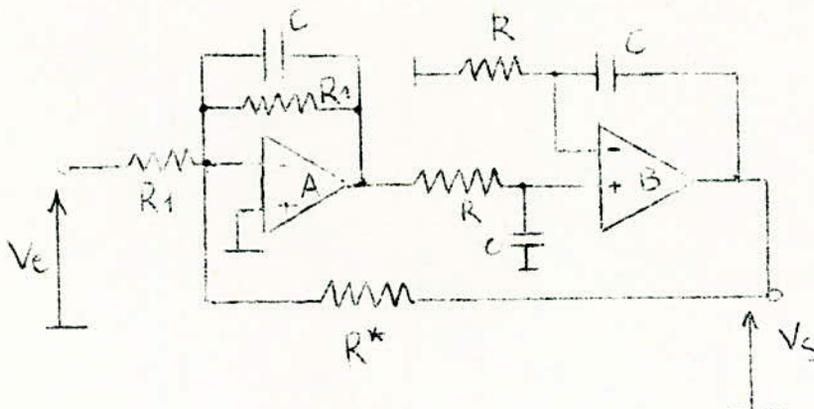
$$\frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + \omega_p + \omega_0^2} = 1 - \frac{\Delta\omega_p}{p^2 + \omega_p + \omega_0^2}$$

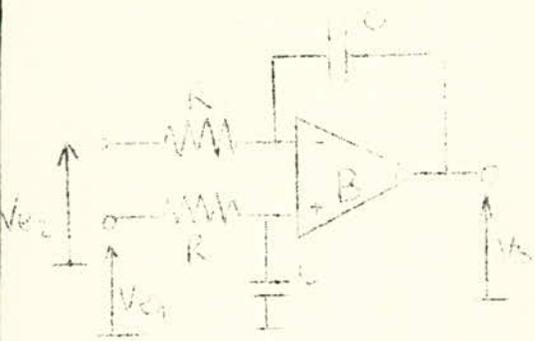
passe-bande

Cela revient à réaliser une sommation de la tension d'entrée (facteur 1) et de cette même tension d'entrée filtrée par un passe-bande de largeur w accordé sur une pulsation ω_0 ; le schéma suivant illustre cette possibilité :



Les amplis Op A et B sont montés en intégrateurs. A est un intégrateur classique tandis que B est monté en intégrateur différentiel à capacités flottantes :





$$V = \frac{1}{R C_f} (V_{in} - V_{out}) \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{R C_f}$$

Power A using or as:

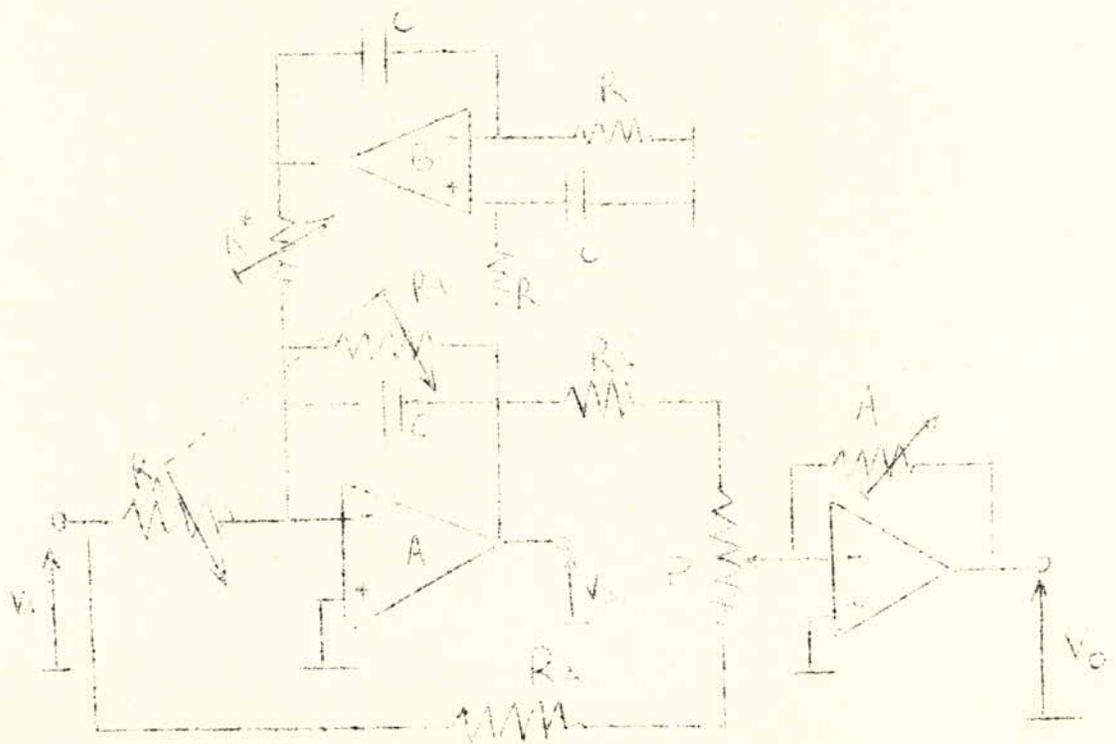
$$V_{in} = - \left[\frac{Z}{R_1} V_{out} + \frac{Z}{R_2} V_{in} \right] \Rightarrow$$

$$\frac{V_{in}}{V_o} = - \frac{Z}{R_1} - \frac{Z}{R_2} \frac{V_o}{V_o} ; \quad \frac{1}{V_o} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \frac{1}{V_o} \quad \text{or}$$

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_2} \frac{1}{V_o} \Rightarrow C = \frac{Z R_1 R_2}{R_1 R_2 + Z^2} = \frac{R_1 R_2 C_f}{R_1 R_2 + R_1^2 C_f^2}$$

$$C = \frac{R_1 R_2 C_f}{R_1 R_2 + R_1^2 C_f^2} \quad \text{at output}$$

$$C = \frac{R_1 R_2 C_f / R_1}{R_1 R_2 C_f^2 + R_1^2 C_f^2 + 1} \Rightarrow W = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 C_f^2}}$$



Nous avons d'autre part les relations suivantes entre $\omega_0, \Delta\omega, Q, R$

$$\Delta\omega = 2\frac{\omega_0}{Q} \quad \text{or} \quad 2\frac{\omega_0}{Q} = \omega_0 \cdot \frac{RR^*C}{R_1} = \frac{1}{C\sqrt{RR^*}} \cdot \frac{RR^*C}{R_1} \Rightarrow 4\frac{\omega_0^2}{Q^2} = \frac{RR^*}{R_1^2}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

$$\Delta\omega^2 = 4\frac{\omega_0^2}{Q^2} = \frac{RR^*}{R_1^2} \cdot \frac{1}{C^2 RR^*} = \frac{1}{R_1^2 C^2}$$

$$\Delta\omega^2 = \frac{1}{R \cdot C}$$

On voit donc que R permet de régler $\Delta\omega$ } R et C sont des constantes

$$\omega_0^2 = \frac{1}{RR^*C^2}$$

R* règle la fréquence de coupure
A règle l'amplitude de la réjection.

Filtre Passe Bas

- 1°) La fréquence de coupure doit être variable dans une bande de fréquence 5 à 30 KHZ.
- 2°) La perte est choisie à 18 dB avec une atténuation supérieure à 20 dB à partir de 2 fc.
- 3°) L'ondulation admise en bande passante étant de 0,5 dB.
- 4°) Le Z_{in} doit être le plus élevé possible et Z_{out} le plus faible.
- 5°) Le gain en bande transmise est égale à 1.

La première condition exige un minimum d'éléments variables. Pratiquement les possibilités sont limitées aux résistances variables et condensateurs.

L'accouplement de plusieurs potentiomètres retient notre attention car ceux ci ont un encombrement plus réduit pour une plus grande variété de valeurs.

Une pente de 18 dB nécessite un filtre d'ordre 3 (Tchetytchev) alors que pour un filtre d'un autre type l'ordre est supérieur, ce qui demanderait l'utilisation d'un nombre de composants actifs plus élevé pour réaliser l'ordre correspondant. Rappelons qu'un filtre d'ordre 2 est réalisé simplement par un élément actif, et un filtre d'ordre 1 par des éléments passifs.

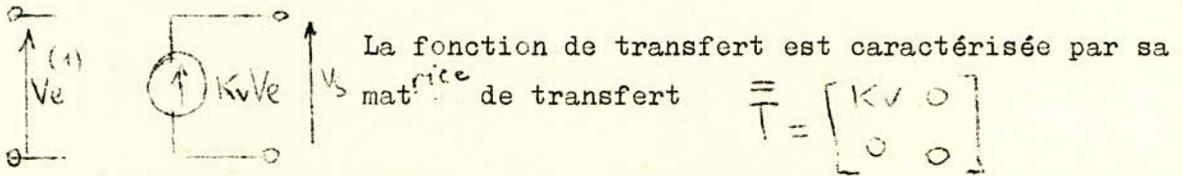
./...

Source contrôlée tension-tension :

Une source contrôlée idéale tension-tension doit présenter les caractéristiques suivantes :

- $V_s = K_v \cdot V_e$ K_v est le coefficient de contrôle, il est sans dimensions et peut être positif ou négatif.
- $Z_e = \infty$
- $Z_s = 0$ L'impédance Z_e doit être ∞ , en effet, une source réellement contrôlée pour une tension ne doit prélever aucun courant sur le circuit de commande extérieur.

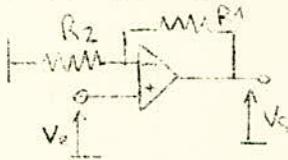
L'impédance de sortie Z_s doit être nulle puisqu'il s'agit d'une source de tension idéale.



Cette fonction peut être réalisée avec le montage suivant lorsque

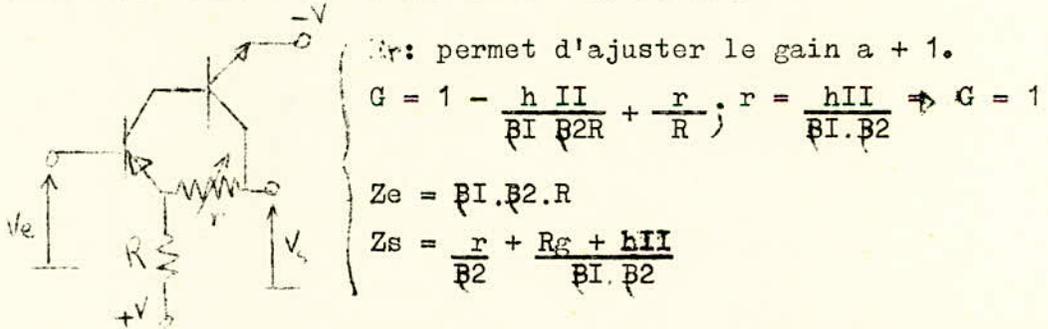
K_v est positif.

$$K_v = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

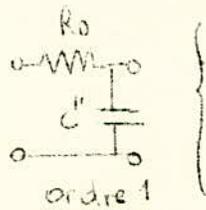
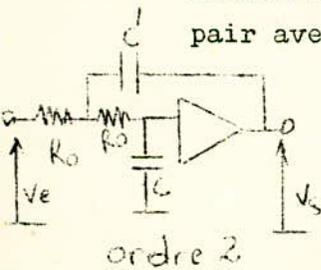


$$K_v \gg 1$$

Nous avons également un montage à transistors (NPN et PNP), pour une meilleure stabilisation en température:



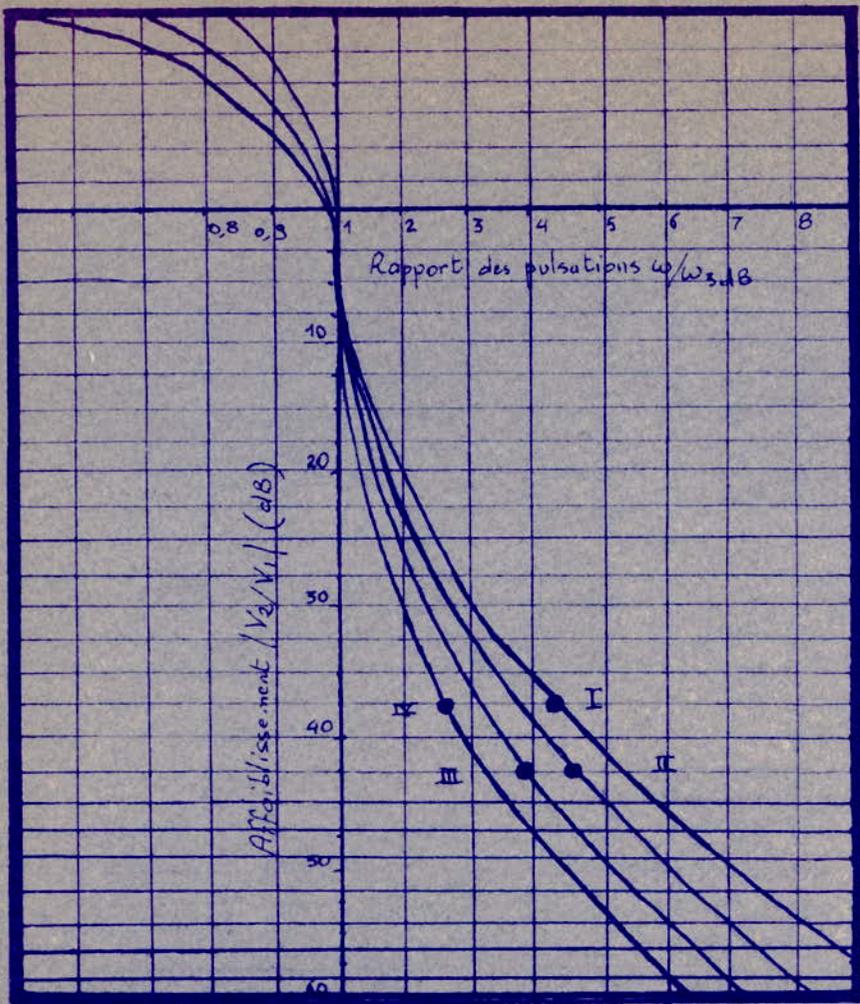
La fonction de transfert du filtre satisfaisant aux conditions exigées nous est donnée dans la planche 1 soit : $F^{-1}(p) = (1,03Ip + I) \times (0,592p^2 + 0,574 p + 1)$ ainsi que les valeurs des capacités et résistances relatives à la structure choisie du filtre c'est à dire celle de Sallen-Key qui est d'un usage facile pour synthétiser les filtres d'ordre pair avec un minimum de composants.



Prenons $R_o = 10 \text{ k}\Omega$!

$$f = \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_o}$$

Pour 5 KHZ = f_c la plus basse on aura :



Type	C/C_0 ou R_0/R'	C'/C_0 ou F_0/R	Q	Circuit 1	Circuit 2
Thomson	0,284	0,544	0,691		
Butterworth	0,5	2	1		
T(0,1)	0,287	2,063	1,340		
T(0,5)	0,274	3,192	1,706		
T(1)	0,248	4,047	2,018		
T(3)	0,178	6,697	3,068		

T(3): Tcheybyshev (ondulation en bande transmise en dB)

Expression de $F^{-1}(p)$: $p = j\frac{\omega}{\omega_1}$

$$\text{I: } (p+1)(p^2+p+1)$$

$$\text{II: } (1,031p+1)(0,592p^2+0,957p+1)$$

$$\text{III: } (2,023p+1)(1,006p^2+0,497p+1)$$

$$\text{IV: } (3,349p+1)(1,192p^2+0,9358p+1)$$

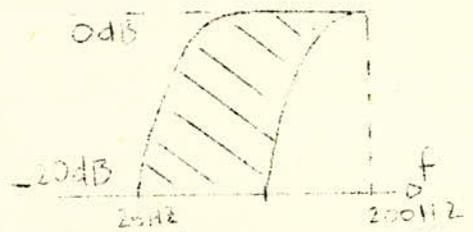
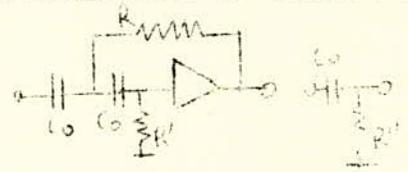
$$C_0 = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = \frac{10^8}{71} = 0,318 = 3,18 \text{ nf}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C = 0,274 \times 3,18 \times 10^{-9} = 870 \text{ pF} \\ C' = 3,192 \times 3,18 \times 10^{-9} = 10 \text{ nf} \\ C'' = 1,596 \times 3,18 \times 10^{-9} = 5,1 \text{ nf} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} K = 0,224 \\ K' = 3,192 \\ K'' = 1,596 \end{array} \right.$$

Pratiquement l'on prend pour R_0 une résistance variable ce qui permet de balayer la bande de fréquence 5 KHZ à 30 KHZ ; 3 potentiomètres couplés ont été utilisés ce qui permet de faire varier continuellement la fréquence de 5 à 30 KHZ.

Filtre Passe-Haut

Toutes les structures passe-bas peuvent être transposées en structure passe-haut par simple permutation de résistances et capacités. Seules les fréquences de coupure changent :



Les résistances varient d'une façon discontinue au moyen d'un comutateur à plats. Le tableau qui suit résume les valeurs de ces résistances pour chaque fréquence de coupure choisie :

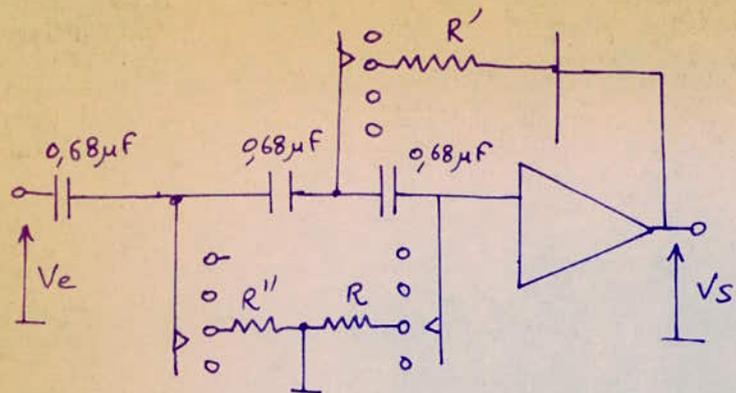
$$f_c = 50 \text{ Hz} \quad f_c = \frac{1}{2 R_0 C_0} \quad \left. \begin{array}{l} \text{On choisit arbitrairement } C = 0,68, \mu\text{f fixe} \\ \Rightarrow R_0 = 4,7 \text{ K}\Omega \text{ pour } f = 50 \text{ Hz} \end{array} \right\}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R/R_0 = 0,274 \\ R'I/R_0 = 3,192 \\ R''/R_0 = 1,596 \end{array} \right.$$

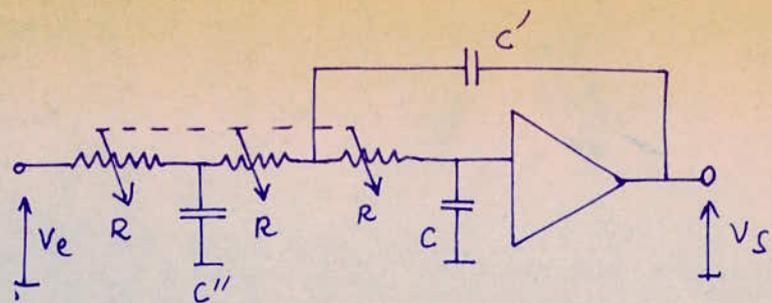
	Co = 0,68, uF			
R0	9,4K	4,7 K	2,35 K	1,17 K
fc	25HZ	50 HZ	100 HZ	200 HZ
R	2,58K	1,28K	642	320
RI	30 K	15K	7,5K	3,73K
RII	15K	7,5K	3,75K	1,87K

Remarque :

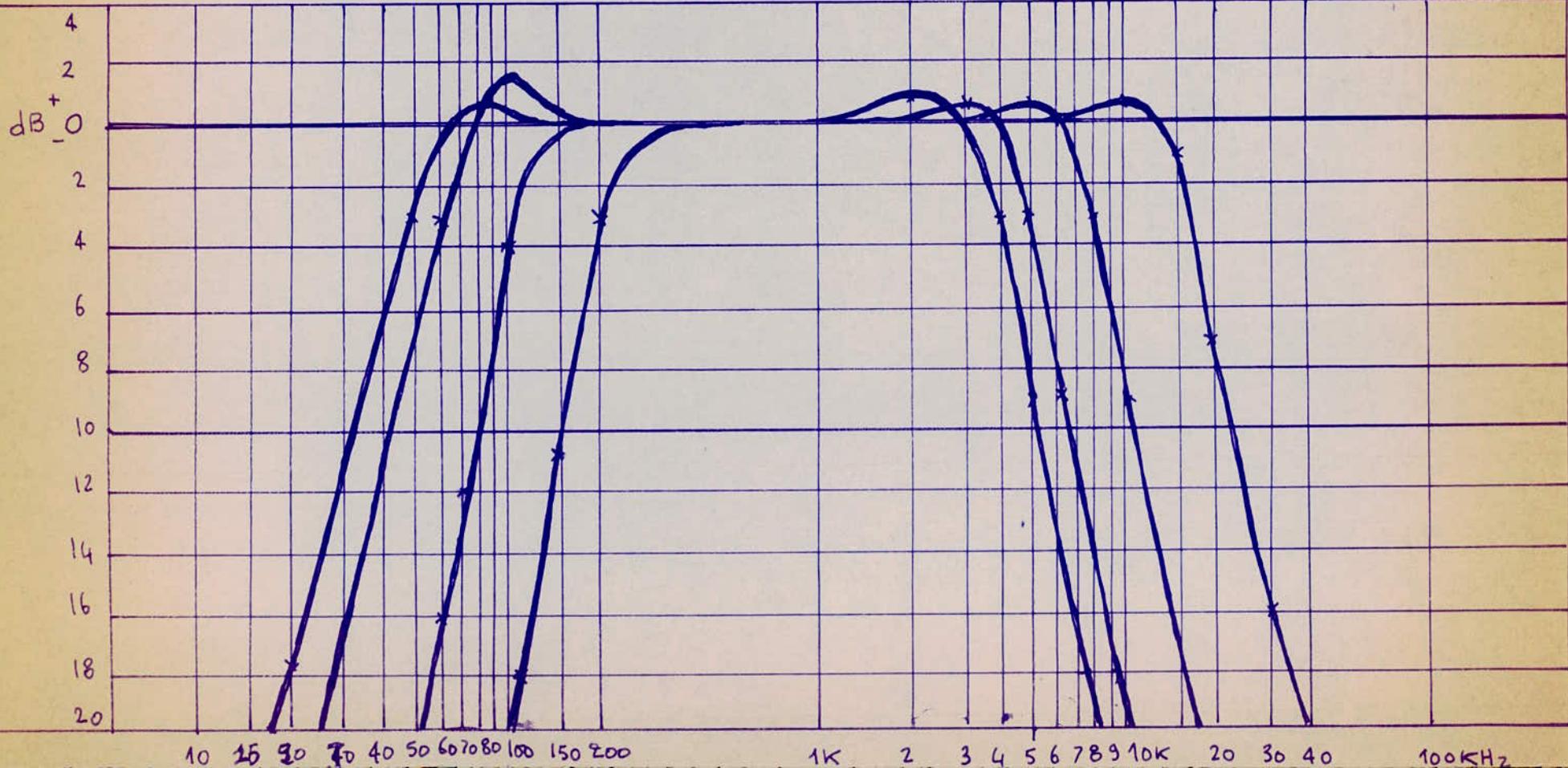
Pour éviter les surtensions importantes on prendra soin de disposer (ceci est valable aussi bien pour le passe-bas que pour le passe-haut) les circuits dans l'ordre des coefficients de surtension croissants.



Passe - haut

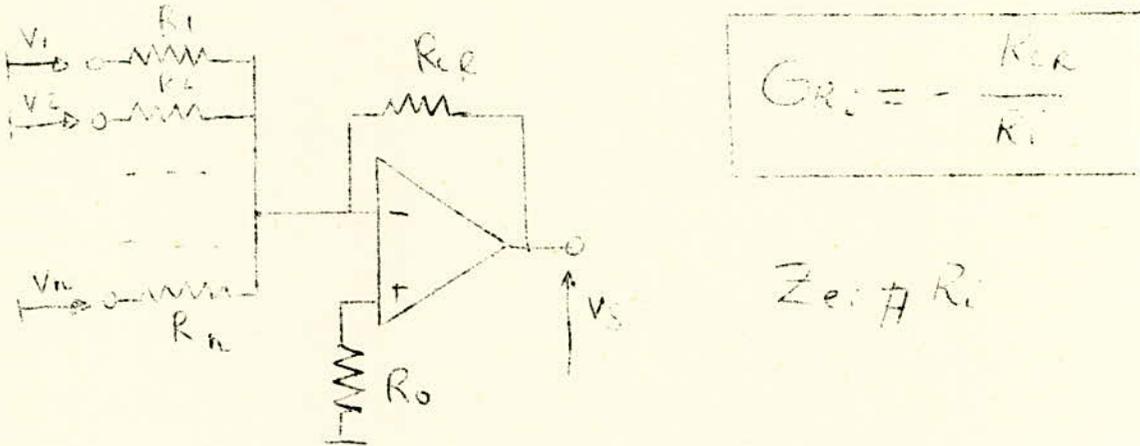


Passe - bas



LE MELANGEUR ET LE DISTRIBUTEUR

Comme son nom l'indique, le mélangeur doit mélanger un certain nombre de signaux appliqués à son entrée. L'amplificateur opérationnel monté en sommateur à entrées multiples s'y prête pour réaliser cette fonction, la structure est la suivante :



On doit cependant satisfaire les conditions suivantes :

$$Z_{cm} \text{ et } Z_i \gg R_o$$

$$G_o \gg 1$$

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_{13}}$$

Toutes les entrées sont indépendantes par suite de la présence d'une masse fictive sur l'entrée avec inversion, cet avantage est considérable.

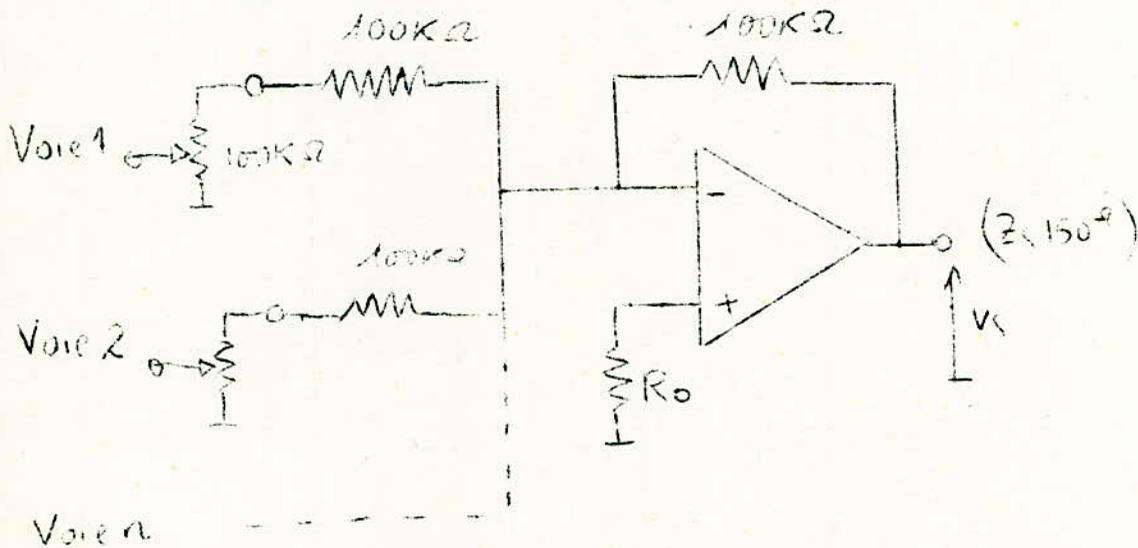
Si $R_1 = R_2 = R_i = R_n$ alors le gain est identique pour toutes les entrées.

La bande passante est également la même.

On considère que le mélangeur n'apporte pas d'amplification propre des signaux donc $G_r = 1 \implies R_i = R_{cr}$. Si l'on prend $R_{cr} = R_i = 100 \text{ k}\Omega$ on aura $R_o = \frac{100 \text{ k}\Omega}{n}$

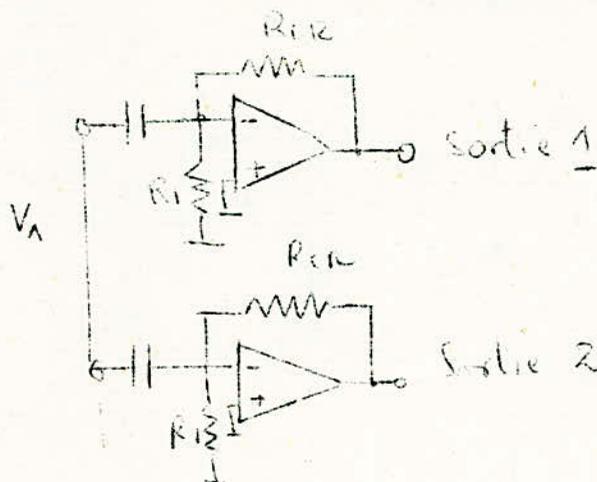
Pour 13 entrées $R_o = \frac{100 \text{ K}\Omega}{13} \neq 7,7 \text{ K}$

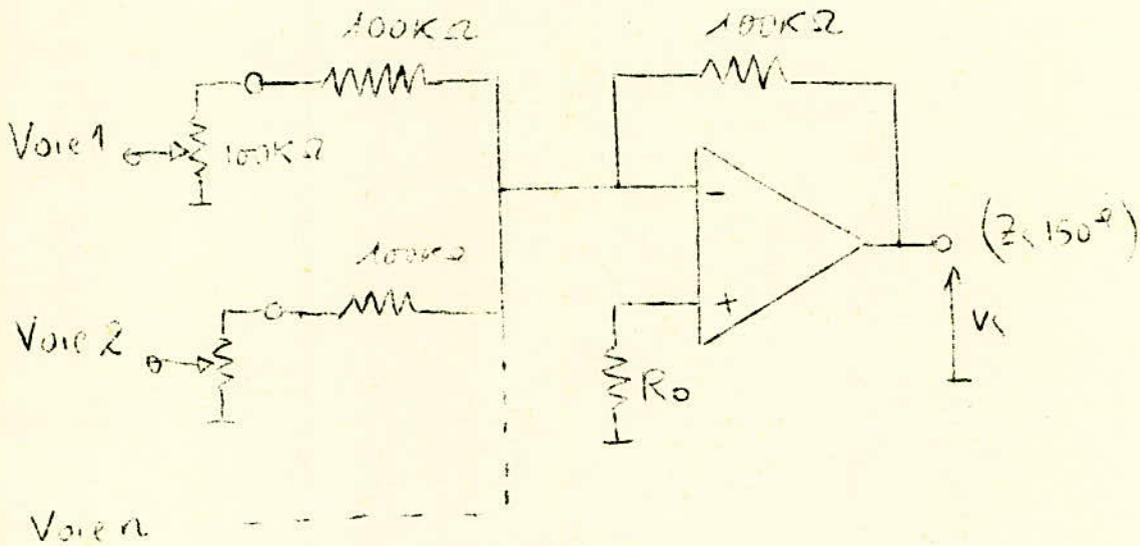
Pour le $\mu A 709 : Z_i \gg 150 \text{ K}\Omega$ donc $Z_i > R_o$
 $G_o \gg 1$ puisque $G_o \neq 40.000$



Le distributeur faisant suite au mélangeur assure la fonction inverse de ce dernier. Il est chargé de distribuer sur chacune des voies amplificatrices ⁽⁸⁾ de puissance le même signal tout en permettant un réglage du niveau de sortie.

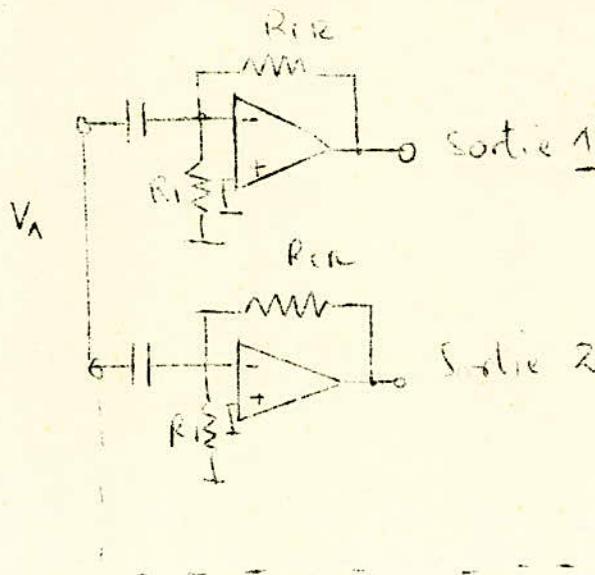
Un système d'amplificateurs à très haute impédance d'entrée ceci afin de charger correctement le mélangeur, peut être utilisé. Les propriétés d'un ampli Op (Z_{in} grand, Z_{out} faible) nous poussent à adopter le schéma suivant :





Le distributeur faisant suite au mélangeur assure la fonction inverse de ce dernier. Il est chargé de distribuer sur chacune des voies amplificatrices (8) de puissance le même signal tout en permettant un réglage du niveau de sortie.

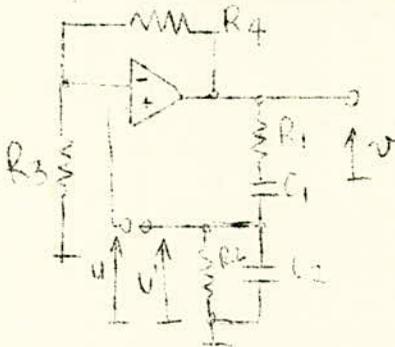
Un système d'amplificateurs à très haute impédance d'entrée ceci afin de charger correctement le mélangeur, peut être utilisé. Les propriétés d'un ampli Op (Z_{in} grand, Z_{out} faible) nous poussent à adopter le schéma suivant :



GENERATEUR BASSE FREQUENCE DE CONTROLE

Les pupitres de prise de son ont en général toutes un petit générateur BF, permettant de contrôler chaque voie sur toute l'étendue du spectre audible. Ce générateur doit produire un signal sinusoïdale pure, stable avec un minimum de distorsion. L'oscillateur à pont de Wien a été choisi par sa simplicité de mise au point le minimum de composants variables et la qualité du signal fourni.

1°) Etude théorique



Calculons le rapport $\frac{U'}{V}$

$$\frac{U'}{V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + j \left(R_1 R_2 C_2 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}\right)}$$

U' et V seront en phase lorsque la condition

$$R_1 R_2 C_2 \omega = \frac{1}{C_1 \omega} \text{ sera remplie soit : } \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Si l'on prend : $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$ la fréquence des oscillations aura pour expression $F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

Dans ces conditions le rapport $\frac{u'}{v} = \frac{1}{3}$

Soit $G = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$ le gain de l'ampli : $G = \frac{v}{u} = \frac{v}{u'} \times \frac{u'}{u}$

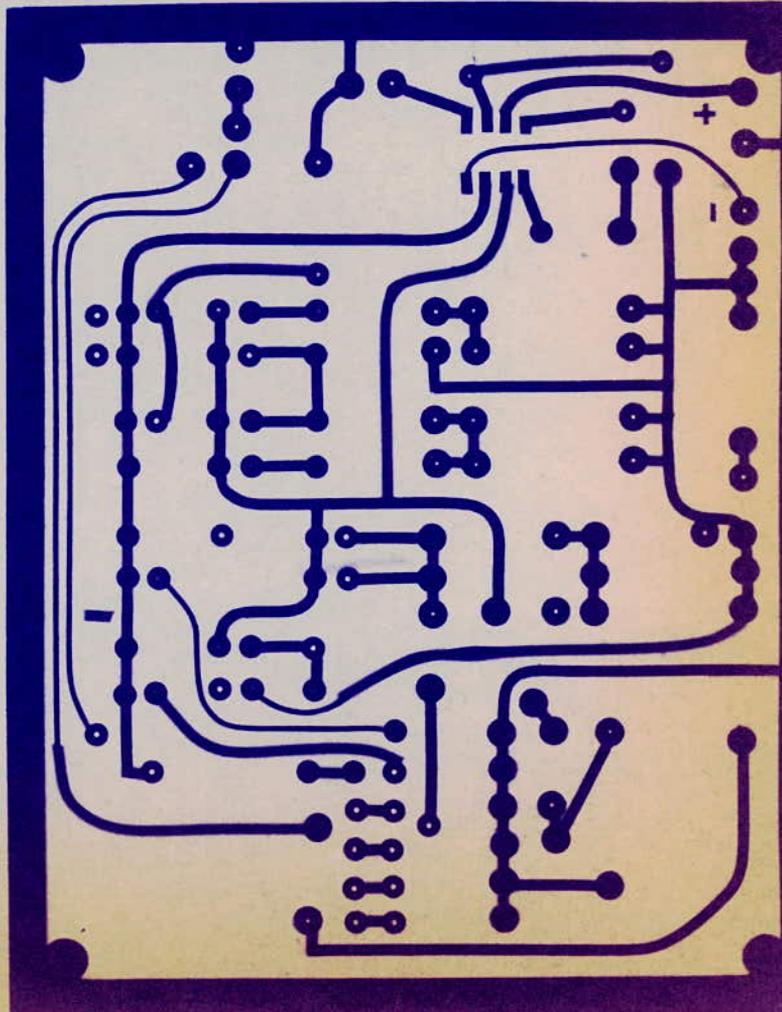
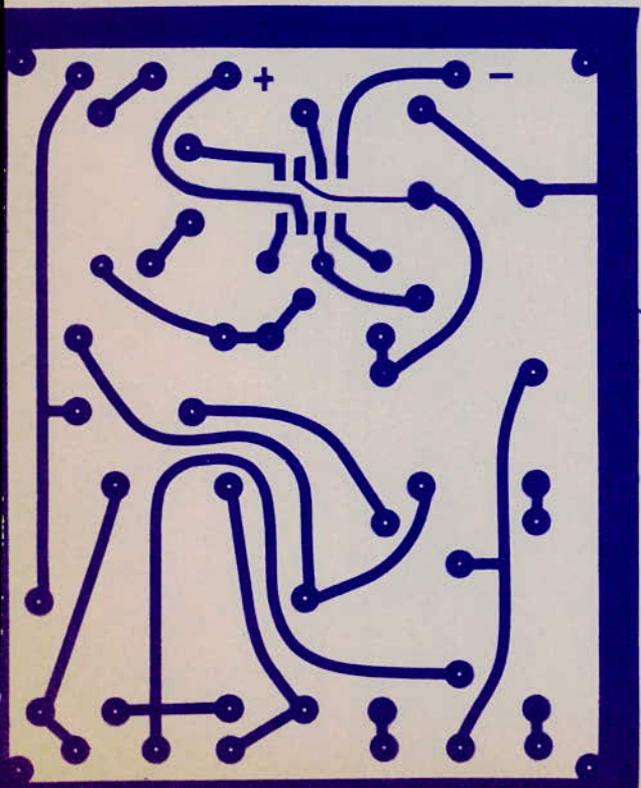
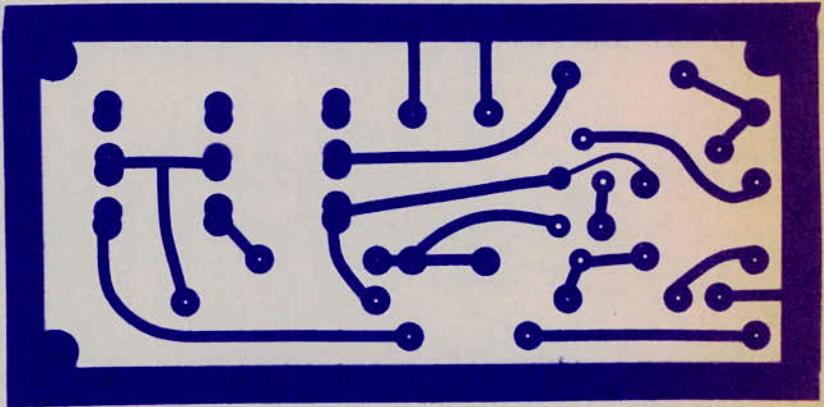
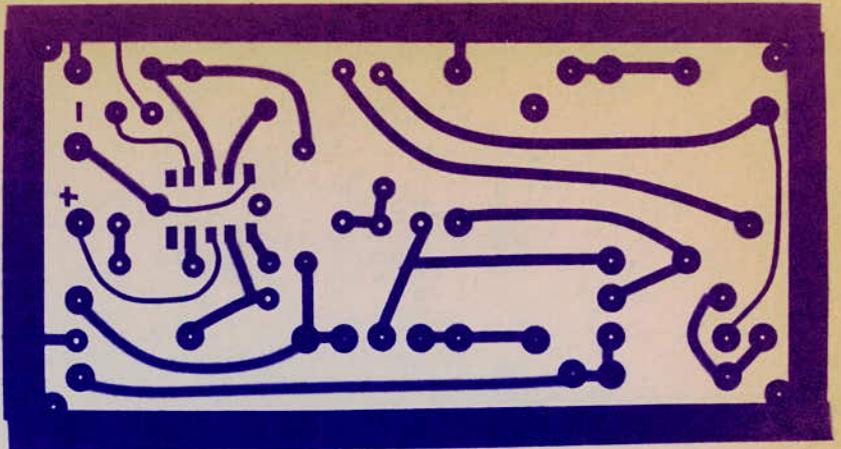
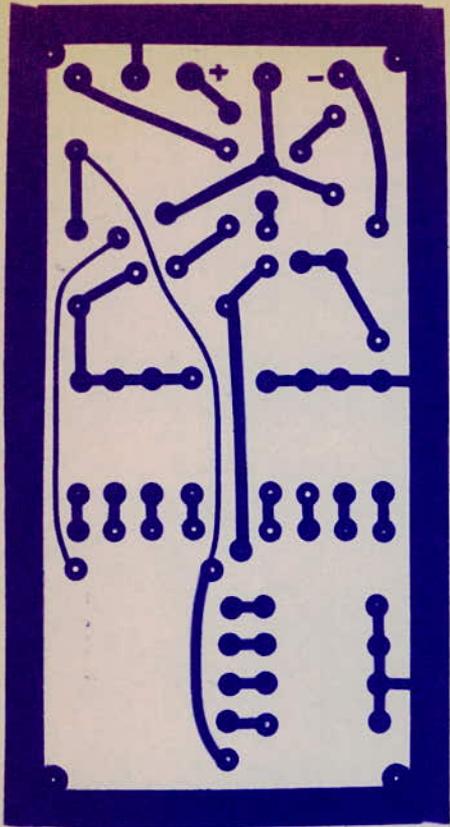
$$G = 3 \times \frac{u'}{u} \quad \frac{u'}{u} = \frac{G}{3}$$

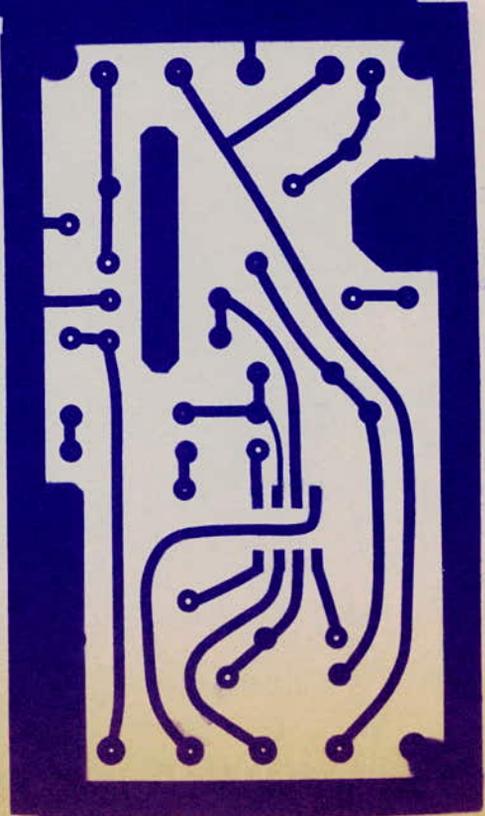
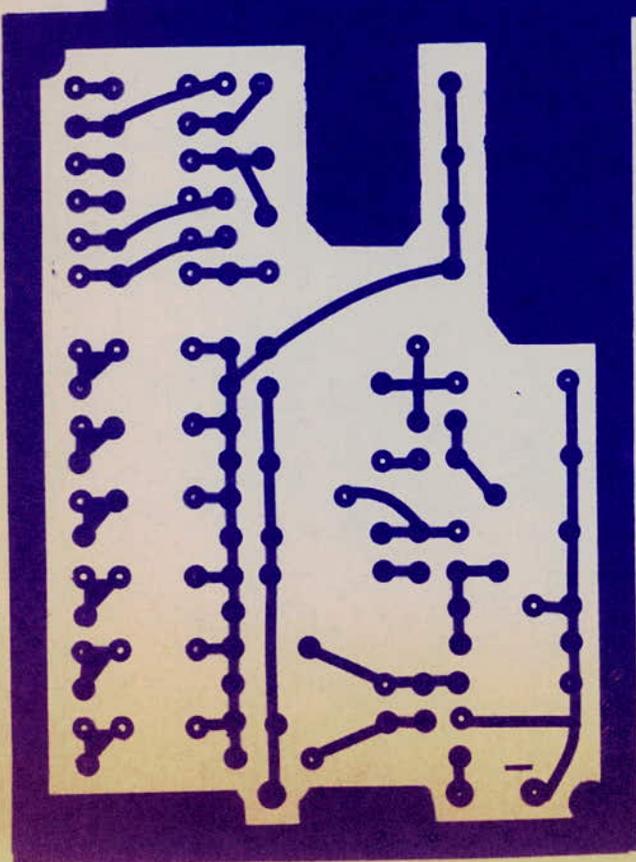
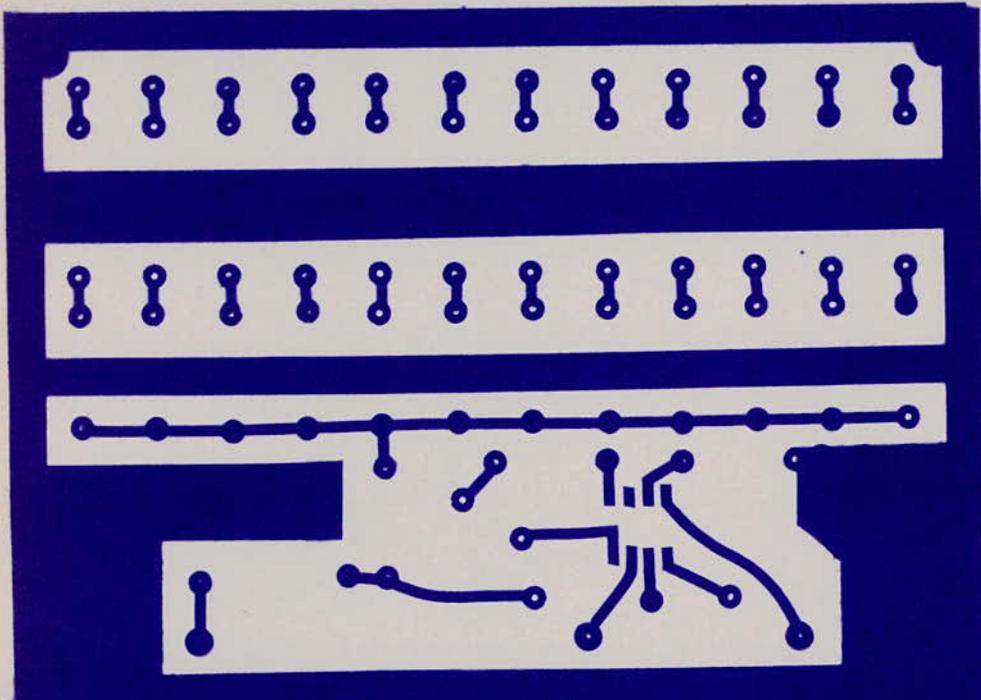
Le montage sera le siège d'oscillations à la fréquence F_0 . Si la condition $\frac{G}{3} \gg 1$ est remplie soit $\frac{R_4 + R_3}{R_3} \gg 3$.

2°) Calculs numériques

Le tableau suivant donne les valeurs de R et C pour différentes fréquences : $F_0 = \frac{1}{2 RC}$

F	20 HZ	100 HZ	1 KHZ	10KHZ	15KHZ	20KHZ
R	5,3 K Ω	1 K Ω	26,5K Ω	7,3 K Ω	4,45K Ω	3,6K Ω
C	1,5 μ f	1,5 μ f	6 nf	2,2nf	2,2nf	2,2nf





LIGNE A RETARD PUR

Introduction :

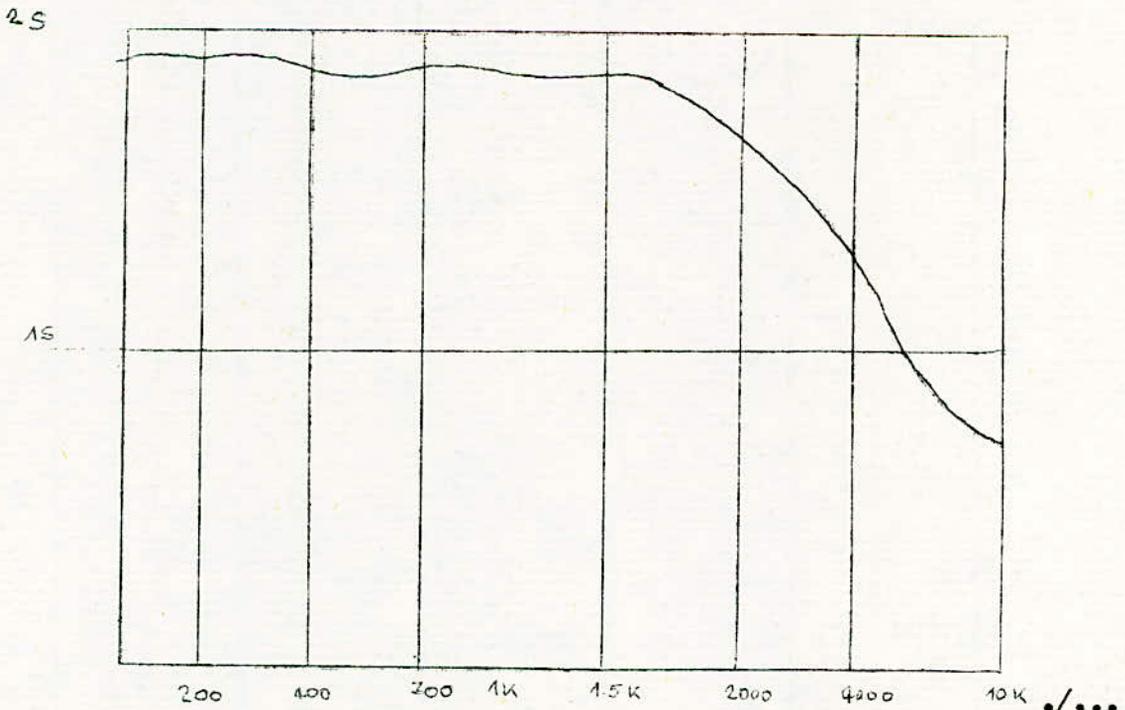
La nécessité de ce dispositif est apparue à la suite d'expérience faites par plusieurs laboratoires sur les salles de concerts et l'effet sonore produit sur l'auditoire suivant les conditions d'écoute. Dans les salles de concerts le son réfléchi est beaucoup plus puissant que le son direct excepté peut être pour l'auditoire se trouvant près de l'orchestre. On s'est aperçu que le niveau du son réfléchi avait moins d'importance que la durée. Des essais ont montré que les grandes salles de concerts devaient avoir un temps de réverbération plus long que les petites. On doit avoir le temps optimum:

$$T = 0,8 \log V - 1,46 \text{ s.}$$

V représente le volume en M^3

Cette formule n'est applicable que pour des salles dont le volume est supérieur à 200 m^3 .

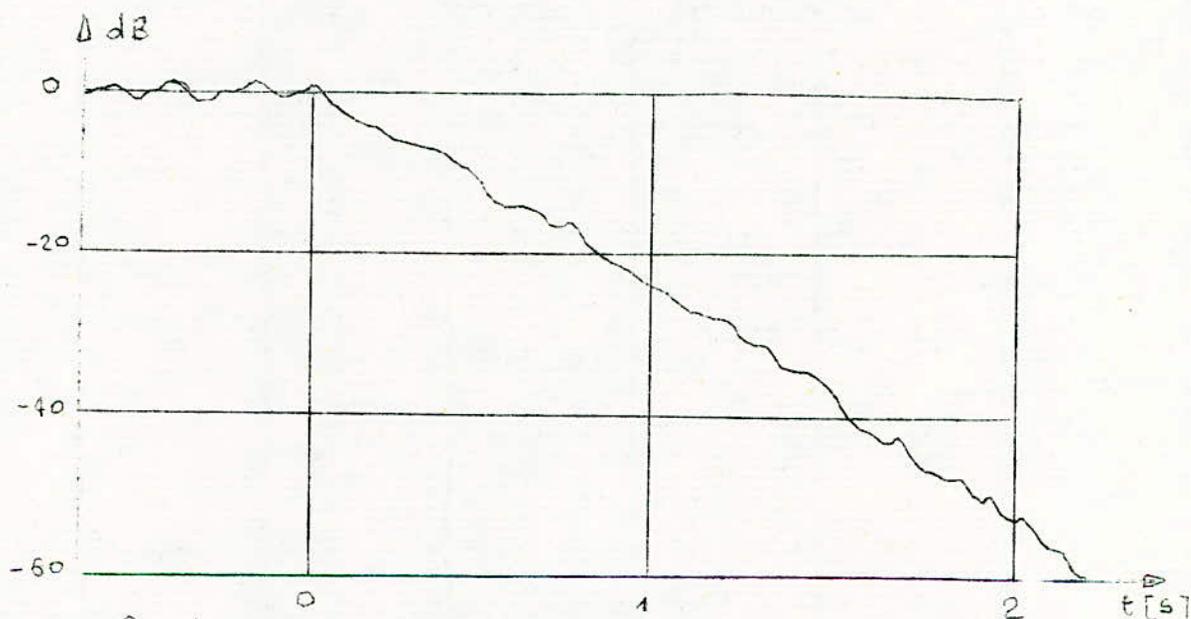
temps de réverbération en fonction de la fréquence
Moyenne entre 15 salles de concert et de studios



Ce temps, d'après certains musiciens doit varier selon le type de musique, mais ces variations étant de l'ordre de 0,2 s, elles peuvent être négligées.

Donc la reproduction doit se faire avec temps réverbération artificielle égal à 0,2 ou 0,4 s ^{ou 2/3 de} temps de réverbération de salle de concert si il n'y avait pas de renforcement, ni d'effet de salle.

Cette réverbération doit répondre à un certain nombre d'exigence portant sur sa durée et sa puissance. Le son reproduit ne doit pas être entendu comme un signal séparé. C'est HAAS qui entrepris d'étudier ce phénomène qui d'ailleurs porte son nom (l'effet HAAS). HAAS a reproduit un son et une réverbération artificielle avec des hauts parleurs séparés. L'intensité et la durée du signal étaient réglable.

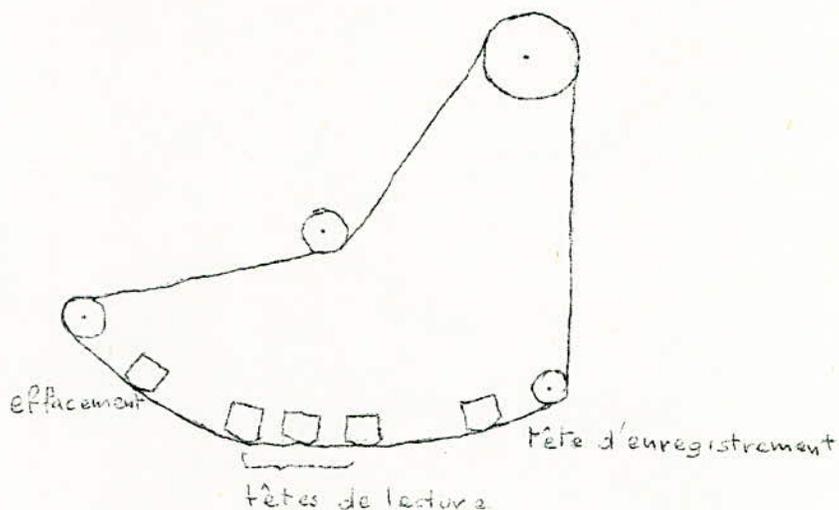


Courbe de décroissance du son dans une bonne salle de concert

Il apparut que si on affiche un retard de 5 ms ou plus par rapport au son direct, il fallait augmenter ^{le} du son "réfléchi" de 6 à 10 dB avant qu'on puisse le considérer comme ayant le même volume que le son original. On peut admettre un retard de 40 ms avant que le son réfléchi soit un écho, lorsque les deux sons ont même intensité. Pour un niveau de - 6 dB du son réfléchi on pouvait augmenter le retard jusqu'à 80 ms.

2. Différentes lignes à retard :

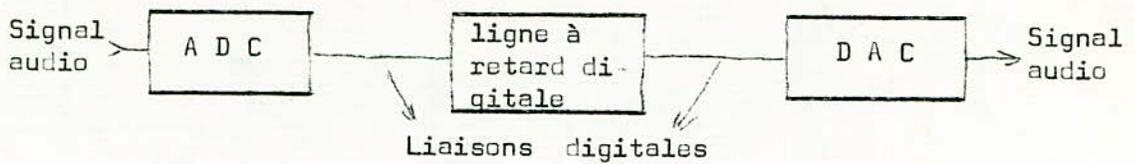
Il existe une grande variété de ligne à retard suivant le type de signaux. On connaît les lignes électromagnétique utilisé en hyperfréquence, celles magnétomécaniques (transducteur électromagnétique, onde ultrasonique utilisé en TV) celles à couche semiconductrice utilisé en SHF. Mais jusqu'à maintenant celles utilisées dans le domaine audio fréquence se limite à la bande magnétique en boucle fermée, passant devant plusieurs têtes de lecture. Ce système avait plusieurs inconvénients : la dynamique de la bande assez réduite, distorsion à haut niveau et bruit à bas niveau ; la bande subit une usure excessive au bout de plusieurs heures par la destruction par friction de l'oxyde. Il y a aussi le système d'entraînement électromécanique qui produit un taux de pleurage et de scintillement. Rappelons rapidement le fonctionnement de ces appareils.



Une bande magnétique sans fin passe devant un système d'enregistrement et de lecture constitué par des têtes placées à des distances variables déterminant le retard.

$\tau_1 = \frac{d_1}{v}$ d_1 étant la distance en cm entre les têtes d'enregistrement et la tête de lecture et v la vitesse de la bande en cm/s. Quand les progrès technologiques rendirent possible les solutions purement électroniques, celles-ci prirent rapidement la relève. La solution la plus répandue utilise la technique digitale.

Voyons maintenant comment la technique digitale peut produire les retards désirés avec des moyens purement électronique, éliminant toutes les contraintes mécaniques des appareils à enregistrement magnétiques.



D'une façon simple une ligne à retard pur se compose de trois (3) blocs : un convertisseur analogique digital suivi d'une mémoire qui stocke les informations digitales ^{puis} les transmet à un convertisseur digital-analogique.

32. La technique digitale :

On utilise l'information sous forme de ^{digits} binaires (bits) qui sont faciles à manipuler. Afin d'obtenir cette information on a recours à la technique de l'échantillonnage, grâce à un échantilleur bloqueur. Ce dispositif permet de prélever la valeur du signal analogique à un instant donné et la conserver jusqu'au prochain prélèvement.

2. Convertisseurs.

Dans les système A/D et D/A, l'information à traiter se présente soit sous la forme analogique, soit sous forme de valeurs discrètes donnant un mot binaire dont chaque digit est pondéré. En digital l'information est exprimée par un mot dont chaque digit vaut 1 ou 0. Ce qui nécessite une source de tension à 2 niveaux. Le tableau suivant donne un exemple d'un mot à trois digits et sa valeur dans le système décimal :

La précision est fonction du nombre de digits utilisés et de la vitesse d'échantillonnage (nous verrons ce problème plus loin plus en détail).

2I. Convertisseurs analogique - digital (ADC)

2II Classification : On peut les séparer en deux groupes :

- type à chargement de capacité
- type à comparaison de tension.

Le premier type de conversion dépend fondamentalement du codage digital du temps nécessaire à changer une capacité avec une valeur donnée de tension de référence ou par la tension analogique d'entrée.

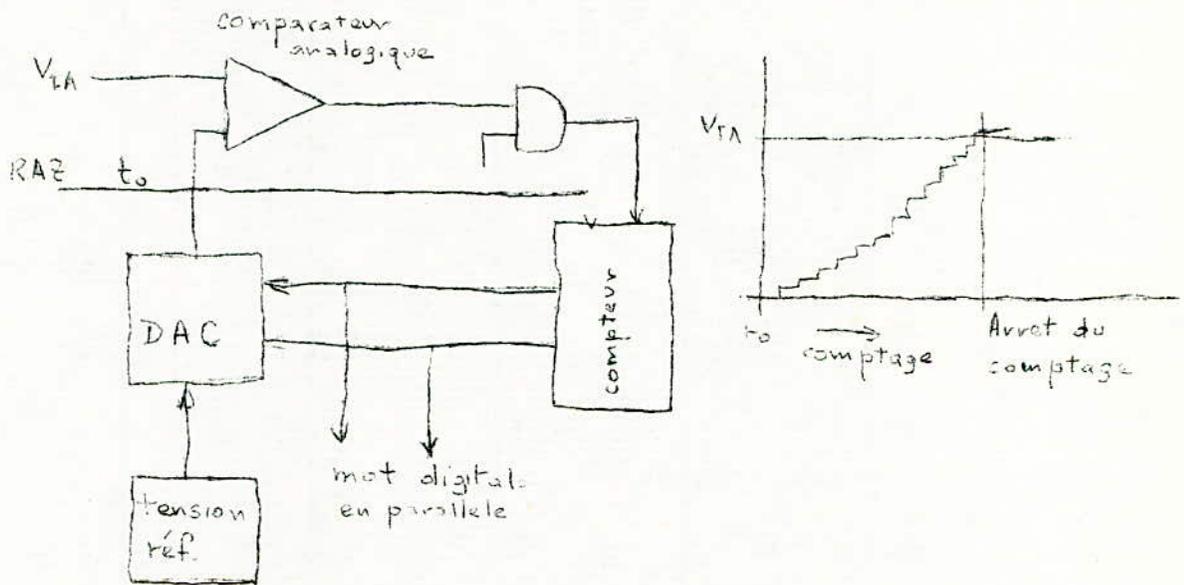
Le second type emploie un système de conversion dépendant de la génération de tensions discrètes dont les niveaux sont équivalents aux mots digitaux, et la comparaison de ces niveaux de tension discrets avec la tension analogique d'entrée détermine le mot digital équivalent.

./...

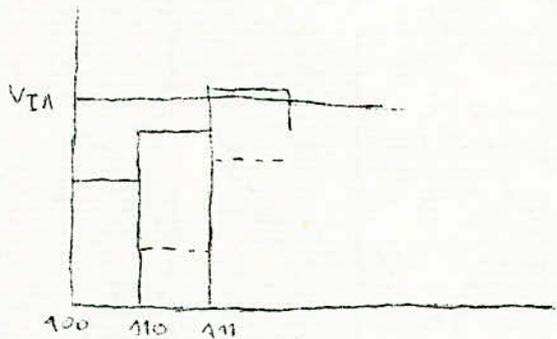
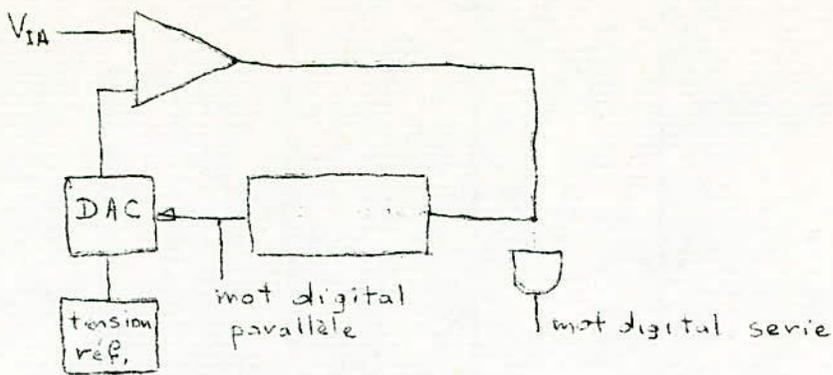
Parmi les convertisseurs à engagement de capacité on peut citer le convertisseur tension fréquence, le convertisseur à modulation de durée, et le convertisseur à intégrateur réversible. Nous n'étudierons pas ce groupe à cause de leur faible taux de conversion ainsi que leur précision qui est moyenne.

Voyons maintenant les convertisseurs à comparaison de tension discrète. Dans ce groupe on trouve :

- Convertisseur à compteur de rampe : ce type est l'un des plus simple. Cependant en contrepartie il est relativement lent. Pour une tension d'entrée analogique de toute l'échelle, $2^n - 1$ étapes sont nécessaires pour accomplir la conversion.

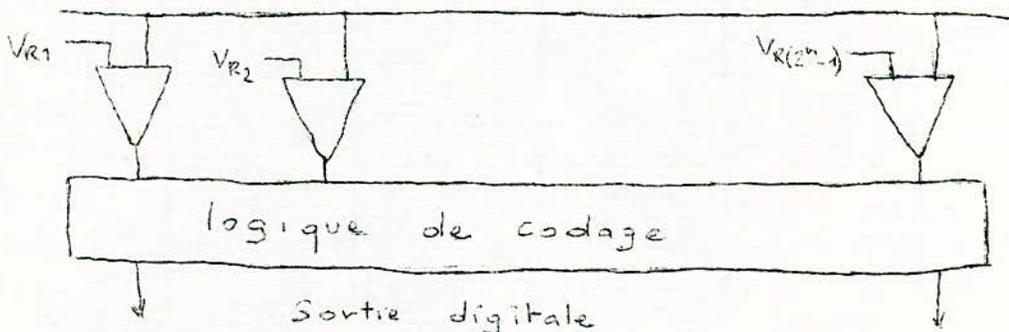


- Convertisseur à approximation successive: Cette conversion est basée sur le départ du processus avec le M.S.B (MSB : bit de plus fort poids du mot digital) et des essais successifs d'un 1 dans chaque bit d'un décodeur D/A. Quand chaque bit est testé, la sortie du décodeur D/A est à nouveau comparée au signal analogique d'entrée. Si la sortie du décodeur D/A est supérieure, le 1 est enlevé de ce bit tandis que le processus se poursuit et un 1 est essayé dans le NMSB (bit suivant le MSB). Si le signal d'entrée est supérieur, le 1 demeure dans ce bit. A la fin du processus après que le LSB (bit de moindre poids du mot digital) ait été testé, le mot digital est l'équivalent de la tension d'entrée.



Ce convertisseur nécessite n étapes alors que le précédent exige $2^n - 1$. L'amélioration de cette vitesse se traduit par la complexité des circuits, notamment dans le programmeur qui doit prendre l'information du décodeur D/A entre les différentes étapes de l'approximation successive.

- Convertisseur simultané : Ici on utilise pour chaque niveau de quantification un **comparateur** et une tension de référence. La tension d'entrée est appliquée sur tous les comparateurs en même temps. Avec ce type on atteint de très grande vitesse de conversion mais exige un circuit passant du simple au double pour chaque bit supplémentaire ($2^n - 1$).



22. Précision :

On peut distinguer 2 erreurs :

L'erreur de quantification, c'est la résolution de la conversion elle est fonction du nombre de bits du mot digital elle est, au maximum, égale de $\pm \frac{1}{2}$ L.S.B.

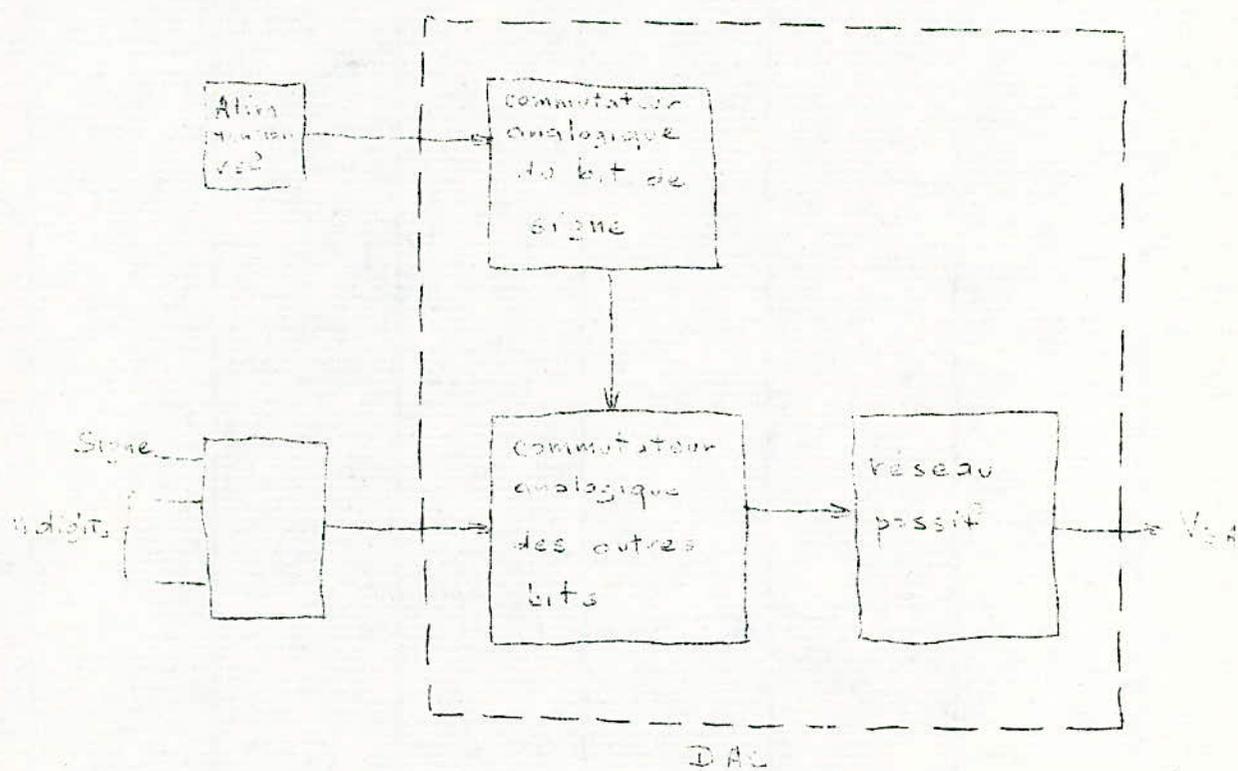
L'autre erreur est d'êue au matériel électronique (variation et erreur des caractéristiques des composants électroniques).

213. Taux de conversion : il est donné en bit par seconde ou en nombre de conversions complètes par seconde. La vitesse à laquelle la conversion doit être réalisée est déterminée par la fréquence du signal analogique et la précision exigée. D'après le théorème d'échantillonnage de Shannon, il faut échantillonner le signal, pour le reproduire fidèlement à une fréquence au moins égale au double de la fréquence maximale du signal d'entrée.

22. Convertisseur D/A :

Maintenant que nous avons vu la conversion analogique-digitale, il faut retrouver le signal analogique. Un décodeur D/A se compose schématiquement de la façon suivante :

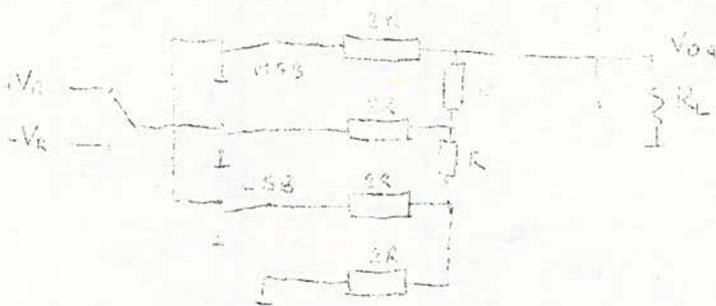
- Un registre mémoire
- L'alimentation de référence
- le décodeur D/A comprenant les commutateurs analogiques et un réseau passif le plus souvent.



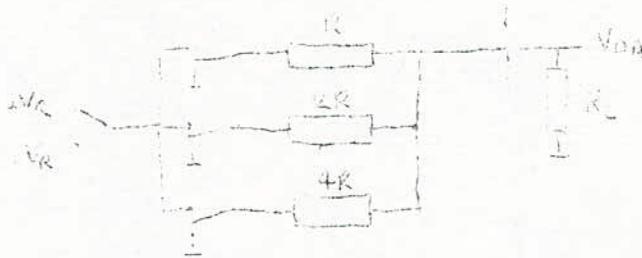
./...

221. Différents types de DAC :

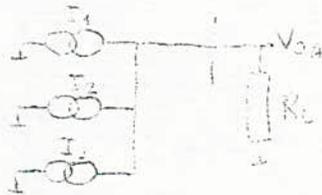
- DAC à échelle résistive :



- DAC à résistances pondérées :

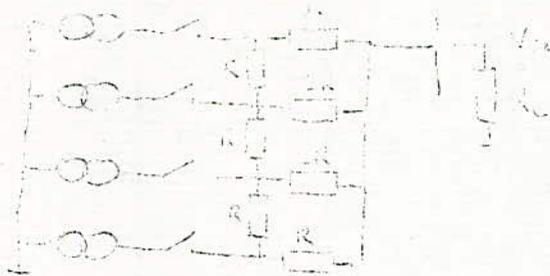


- DAC à courant pondéré :



Il fournit un courant pondéré pour chaque bit

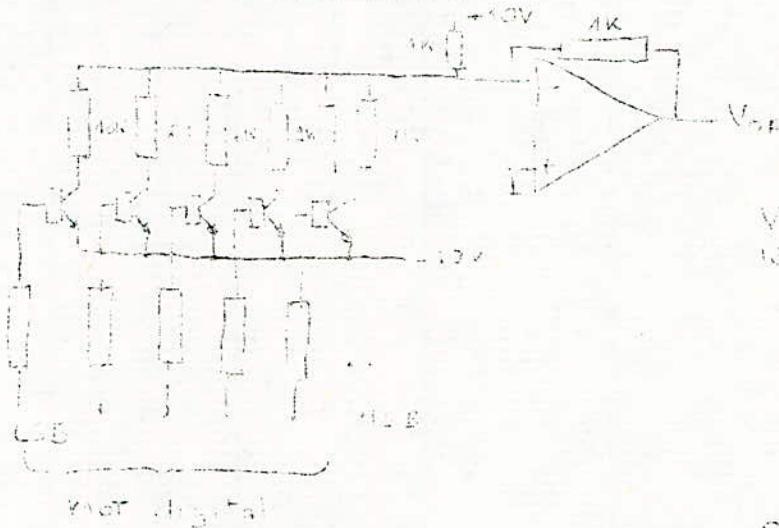
- DAC à une seule valeur de courant :



Il existe quantité d'autres DAC, par exemple DAC à entrées digitales négatives à bits exprimés dans le code des compléments, et DAC commandant un point de sommation nulle.

Quelques exemples de DAC :

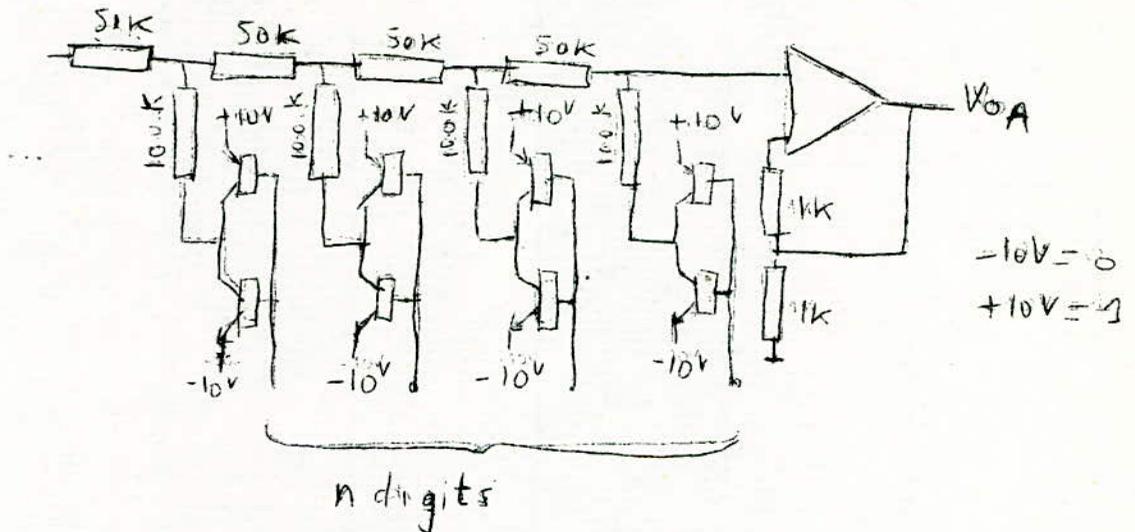
- DAC à courant pondéré :



- 10V = 0 [10000]
0V = 4 [0000]

V	10	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0
8	0	0	0	1	0
6	0	0	1	0	0
4	0	1	0	0	0
2	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	0	0
0	1	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1

- DAC à tension pondérée :



3. Ligne à retard :

Il existe actuellement plusieurs types de ligne à retard. Suivant l'usage à laquelle elle est destinée, on trouve différents systèmes aux performances diverses. En ce qui nous concerne, notre but étant l'utilisation dans un système électroacoustique, nous exigeons certaines performances telles que : bande passante, **distorsion**, rapport signal sur bruit, précision.

Le rapport signal sur bruit est déterminé par la longueur du mot digital :

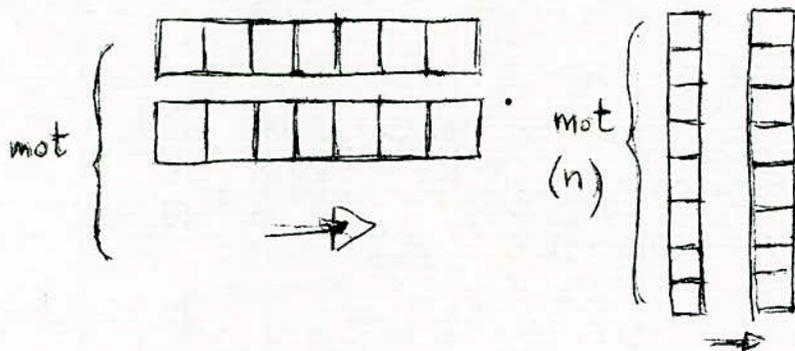
$$S/N = 20 \log 2^n \text{ ou } n \text{ est le nombre de bits du mot.}$$

D'autre part le taux de conversion en bits par seconde est fonction du rapport S/B et de la fréquence du signal.

$BR = 2/3 (S/N) \cdot f_{max}$ f_{max} est la fréquence maximale du signal audio. Le mot digital généré après chaque conversion A/D est placé dans une mémoire où il restera le temps désiré puis sera reconverti par un DAC. Donc la capacité de stockage sera pour la mémoire : $S = BR \cdot t_d$ ou $s = 1/3 \cdot S/N \cdot f_{max} \cdot t_d$.
 3I. Registre à décalage:

./...

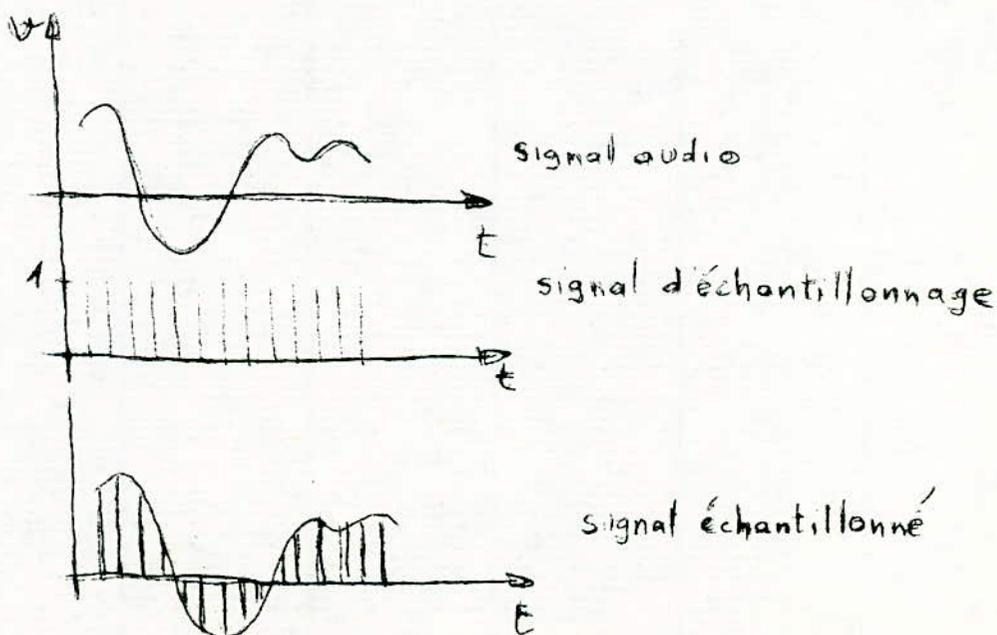
De tous les procédés possible de stockage de l'information binaire, les registres à décalage sont particulièrement appropriés pour un système de retard. Les registres à décalage sont constitués par des bascules qui reçoivent chacune un bit du mot. A partir de là on peut faire des décalages à droite ou à gauche. Faire un transfert du mot d'un registre à un autre, etc...



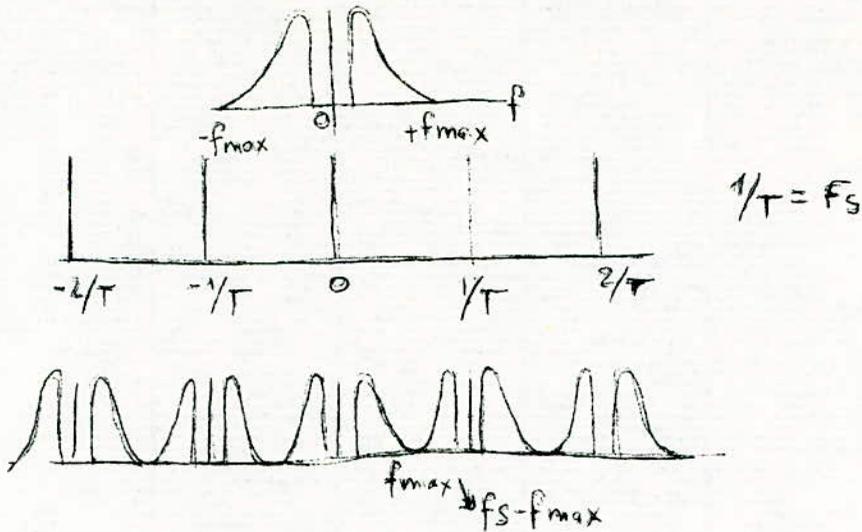
32. L'échantillonnage :

Le problème de l'échantillonnage est que l'on a des impulsions brèves, représentant le signal audio (en pointillé) avec pour chaque impulsions un spectre de fréquence assez étendu ($\sin \omega t/2/\omega t/2$).

Prenons un exemple.

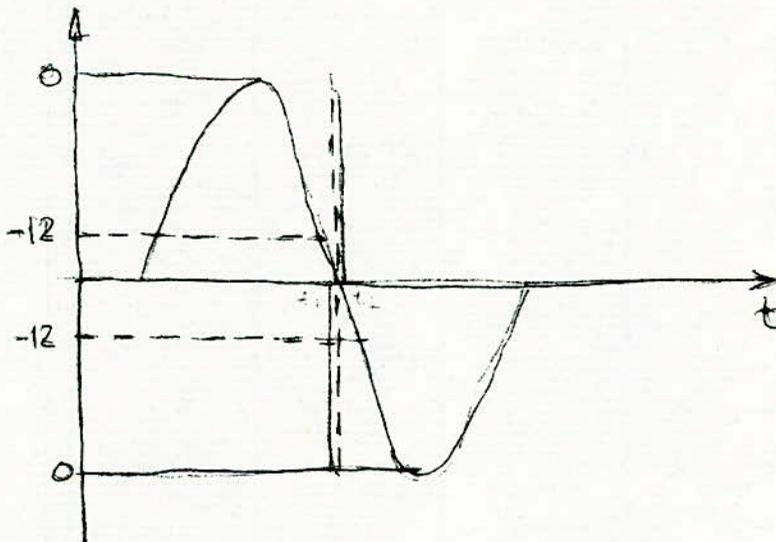


Maintenant voyons le spectre de fréquence.



La solution consiste à utiliser un filtre passe-bas à la sortie qui aura pour fonction de "lisser" la tension reconstituée.

Il y a un autre problème dans le cas de signaux faibles. En effet quand l'amplitude décroît la résolution en fait de même. Il faut donc prévoir un dispositif qui permet un découpage à gain variable, chaque fois que le gain est inférieur à un certain niveau (par exemple - 12 dB de la valeur maximale du signal).



A la sortie du registre il faut reconnaître les signaux augmentés des autres. On ajoute à cet effet un digit supplémentaire comme signal d'identification. Ce procédé est plus économique car il ne fait passer l'échantionnage que du simple au double alors que sans cet artifice il aurait fallu 2 bits pour augmenter de 12 dB.

33. Diverses lignes :

331. Application industrielle : elle a été réalisée par ALSTHOM. Nous n'en parlons que pour mémoire. Car ses performances ne répondent pas à celles que l'on attend pour une application électroacoustique. Elle se compose des trois parties fondamentales :

- 1 ADC
- 1 registre à décalage
- 1 DAC

La tension d'entrée admissible est de ± 10 V ou en courant de 4 - 20 mA ou 10 - 50 mA.

Le retard est continu de 0,1 à 10^4 secondes.

Le registre se compose de 2000 bascules (technologie LSI) contenues dans 10 boîtiers T05 (200 bascules par boîtier).

332. Ligne EMT 440 :

Cette ligne a été spécialement conçue pour des applications acoustiques telles que enregistrement de studio (reverberation artificielle en association avec un autre appareil du même constructeur, EMT 140 ou 240).

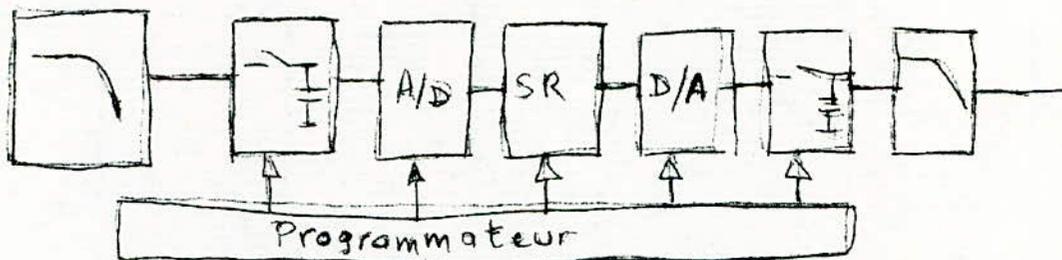
On a une résolution de 10 bits. La fréquence d'échantillonnage est de 30 KHZ. Le signal ainsi découpé est envoyé après codage dans 10 registres MOS de 1000 bascules chacun. Chaque registre reçoit 1 bit. Une sortie est prévue tous les 250 positions (bascules). Chaque bit est décalé à droite à chaque conversion soit à la fréquence de 30 Kcs ; cela nous fait 30 ms de décalage avec 7,5 ms toutes les 250 positions.

Ici il a été prévu un commutateur de gain afin d'avoir un rapport S/N convenable et une bonne précision quelque soit l'amplitude du signal. On obtient d'après le constructeur un S/N de 70 dB pour 1,54 V à l'entrée (non pondéré). La distorsion est de 0,3 % de 100 à 5 Kcs jusqu'à un niveau de 14 dB puis de 1 % pour - 34 dB. La réponse en fréquence est de 40 à 12 Kcs (-3 dB).

333. Ligne DELTA.101 :

Réalisée par LEXICON inc (Lexington, Mass), elle est le résultat d'une étude faite par MM. Barry BLESSER et Francis F. LEE du MIT. Elle a fait l'objet d'une communication à la 40^e conférence de l'Audio Engineering Society qui s'est tenue à Los Angeles (30 Avril 1970).

Ils utilisent un mot de 10 bits. La fréquence d'échantillonnage est de 40 Kcs environ. Donc la fréquence maximum du signal peut être supérieure à 15 Kcs. Le S/N est de 60 dB, chaque module peut faire jusqu'à 40 ms par bond de 5 ms. L'ensemble tel qu'il a été conçu peut recevoir jusqu'à 8 modules soit 320 ms de retard total. Le schéma comprend en outre des 3 blocs habituels des filtres passe bas à l'entrée et à la sortie.



En conclusion si on devait concevoir et réaliser une ligne à retard pur on doit définir un certain nombre de paramètres.

- Nombre de bits de résolution (déterminer la précision et S/N)
- fréquence d'échantillonnage
- type de conversion
- Précision désirée
- choix du matériel nécessaire (fiabilité, solidité, technologie employée : MOS, LSI).
- souplesse d'utilisation (extension).
- encombrement (rejoint la technologie employée).
- etc...

Les amplificateurs de puissance

Ière partie : Généralités

1 - Introduction

Nous avons vu lors de l'étude d'un système de renforcement que l'un des ^{meilleurs} importants était celui de l'amplificateur. Ce type d'amplificateur doit répondre à 1 certain nombre de critères :

Il doit posséder une bande passante correcte pour transmettre avec le plus de fidélité le spectre audible y compris les transitoires. Tout ceci doit se faire avec un taux de distorsion harmonique et d'intermodulation aussi faible que possible.

En plus de ces critères il y en a qui concernent la réalisation d'un tel amplificateur et que nous verrons dans la partie réalisation et calcul.

2 - Différents types d'amplificateur

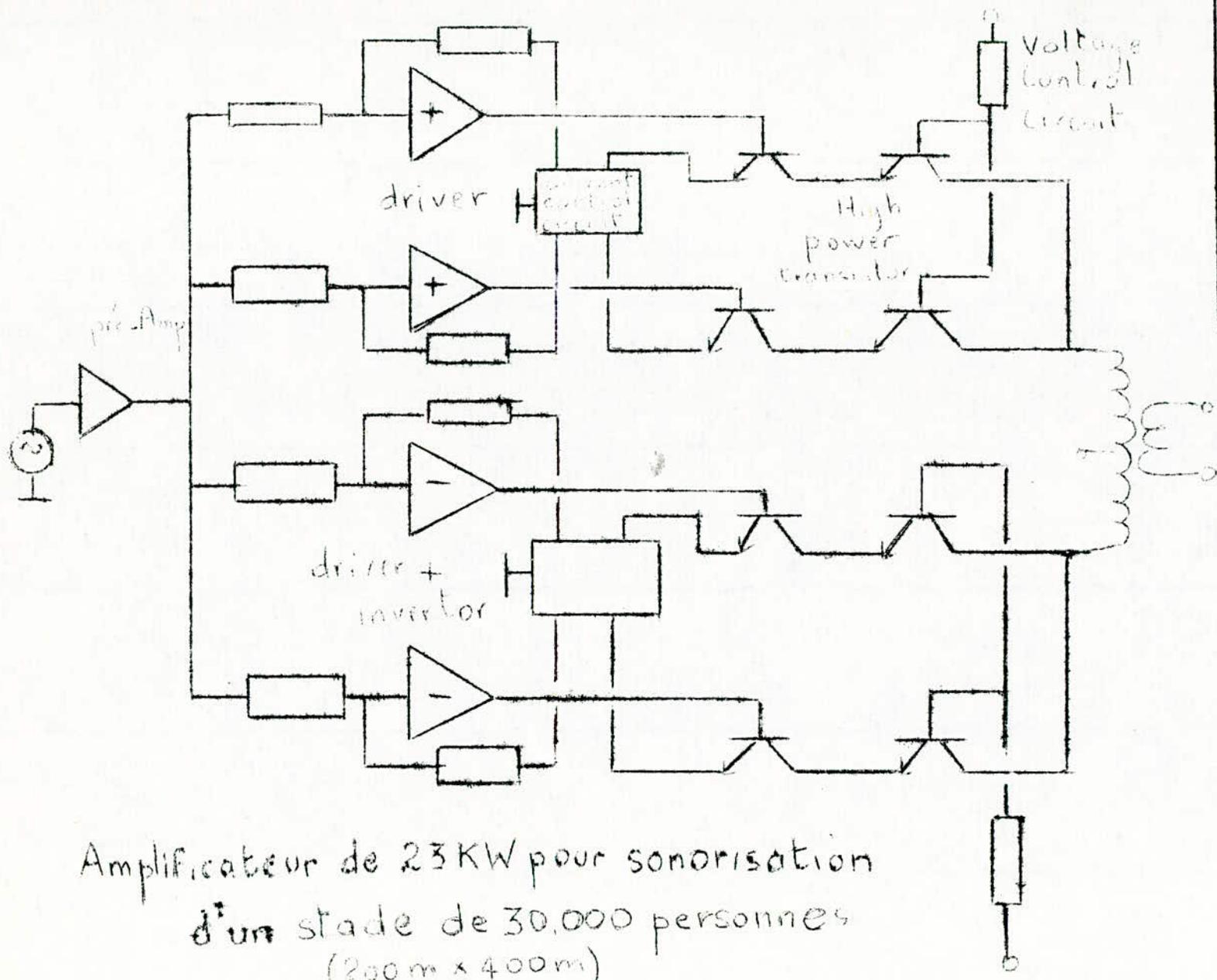
Nous allons énumérer les différentes catégories suivant l'usage que l'on en fait. Certains types sont actuellement délaissés au profit d'autres qui du fait des progrès technologique permettent des résultats intéressants.

21. classe A ou classe B :

En effet suivant la polarisation du point de repos on peut distinguer 2 groupes d'amplificateurs. Les amplificateurs en classe A ont pour eux une faible distorsion mais au détriment d'un rendement médiocre et une limitation en puissance dû aux semi conducteur. Par contre les amplificateurs en classe B possèdent un rendement meilleur mais pose un problème à la mise au point afin de réduire au minimum les distorsions. Le nombre de composants est aussi plus important, mais ce type d'amplificateur permet d'avoir de fortes puissances (TESLA, firme tchèque bien connue à réalisé, pour la sonorisation d'un stade de 200 m x 400 m, d'une capacité de 30.000 personnes, un amplificateur d'une puissance de 23 kw voir à titre indicatif le schéma de principe d'un tel amplificateur.

22. Amplificateur en classe A :

Le point de repos est choisi sensiblement au milieu de la partie linéaire de la caractéristique du quadripole (général c'est un transistor).



Transistor
 $V_{ce} = 80V$
 $I_c = 40A$
 $T_j = 200^{\circ}C$
 $P = 450W$
 $f_c = 500kHz$
 $\beta = 20 \text{ à } 100$

Amplificateur de 23KW pour sonorisation
 d'un stade de 30.000 personnes
 (200m x 400m)

Pour les signaux faibles il n'y aura pratiquement pas de distorsion.

Suivant le type de liaisons à l'entrée et à la sortie nous allons énumérer rapidement pour mémoire les différents types :

221 transformateur à l'entrée et à la sortie, la bande passante et la distorsion sont correctes sans plus ; la réalisation est économique jusqu'à 3 w.

222. entrée RC sortie sur transformateur, ce type est plus économique que le précédent.

223. Entrée directe et sortie directe, c'est les amplificateurs à liaisons continues, la stabilité de la polarisation est plus difficile à obtenir que dans les cas précédents, car se pose le problème de la dérive que l'on étudiera plus loin lors de notre étude sur l'amplificateur de puissance. Cette solution est la plus économique pour une puissance de sortie supérieure à 0,1 w.

23. Amplificateur en classe B :

Ce sont les amplificateurs push-pull. C'est cette catégorie qui nous intéresse. Ici le point de polarisation est au "ent.off". Nous rencontrons aussi différents types suivant le mode de liaisons :

231. transformateur à l'entrée et à la sortie

La bande passante et la distorsion harmonique sont correctes sans plus. Il est à déconseiller pour des réalisations inférieures à 1w. On les nomme push-pull parallèle.

232. Transformateur à l'entrée et cellule RC à la sortie. Ce sont les push-pull série. On obtient une bande passante et une distorsion assez bonne. Il est économique à partir de 20 w de puissance de sortie.

233. Entrée RC et sortie sur capacité.

La bande passante est excellente et la distorsion aussi. Par apport au type 231 permet de doubler la tension d'alimentation pour des transistors identiques, dans les deux cas. Il existe maintenant des push-pull série complémentaire PNP-NPN. Les deux transistors sont monté en collecteur commun, ce qui réduit les difficultés de couplage, la réalisation est simple, facile, de bonne qualité et peu onéreuse.

234. entrée directe et sortie directe.

C'est le type qui a la faveur des constructeurs actuellement (bien que récemment un constructeur américain en soit revenu aux transformateurs afin de faire de bout en bout une adaptation d'impédance idéale). Ce type exi-

ge un appariement des transistors PNP et NPN et une alimentation symétrique. La bande passante et la distorsion sont excellentes.

Sous cette rubrique nous pouvons signaler l'apparition sur le marché des composants, de module sous forme de circuits intégrés d'amplificateurs de puissance de ce type. Notamment ceux de SANKEN.

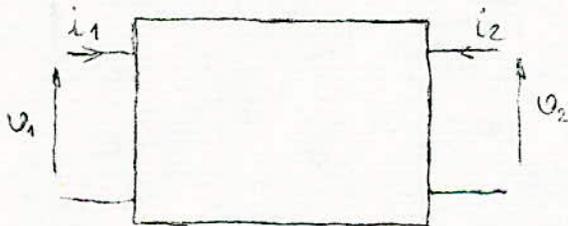
SANKEN HYBRID AUDIO AMPLIFIER MODULES, ils existent en trois puissances :

10w, SI 1010 Y ou E ; 25w, SI 1025 A ou E et 50 w SI 1050 A ou E ils possèdent des caractéristiques intéressantes qui mériteraient d'être vérifiées; la distorsion est inférieure à 0,05 % et la bande passante 20 Hz à 100 KHz (flat response à 0,5 dB). La sensibilité est de 500 mV. Il existe un autre module le TA 865I A de la RCA. Nous étudierons particulièrement ce dernier car il permet de disposer d'une puissance de 100 w RMS. Nous ferons aussi l'étude d'un amplificateur à entrée directe et sortie directe.

3 Amplificateur à liaisons directes :

3I-Rappel sur les transistors :

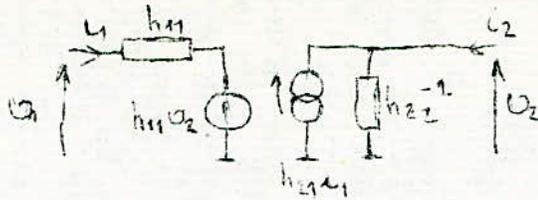
Nous pouvons considérer le transistor bipolaire comme un quadripole.



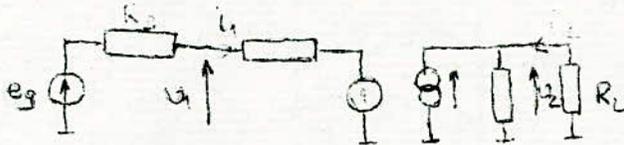
Pour un quadripole nous pouvons définir six matrices ; par exemple la matrice impédance (Z) et son inverse la matrice admittance (Y) = (Z)⁻¹ la matrice hybride (H), la matrice chaîne ou de transfert (T). Nous ne considérons que la matrice hybride. On a :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = [H] \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

D'après cette définition on a le schéma équivalent suivant :



Si maintenant nous chargeons ce quadripôle par une impédance R_L et que nous plaçons un générateur e_g d'impédance R_g à l'entrée on obtient le schéma suivant :



Nous avons deux nouvelles équations :

$$\begin{aligned} U_1 &= e_g - R_g I_1 \\ U_2 &= -R_L I_2 \end{aligned}$$

321. Gain en courant :

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21} I_1 - h_{22} R_L I_2}{I_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}; \quad \boxed{A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}}$$

322. Impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{U_1}{I_1} = h_{11} - h_{22} R_L A_i$$

$$\boxed{Z_e = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot Z_L}{Z_L h_{22} + 1}}$$

323. Impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{U_2}{I_2} \quad e_g = h_{11} I_1 + h_{22} U_2 + R_g I_1$$

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2$$

On prend $e_g = 0 \Rightarrow (h_{11} + R_g) i_1 = -h_{12} v_2$

$$i_2 = -h_{21} \frac{h_{12} v_1}{h_{11} + R_g} + h_{22} v_2$$

$$v_2 = i_2 Z_L$$

$$Z_s = \frac{h_{11} + Z_g}{\Delta h + Z_g h_{22}}$$

324. Gain en tension :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_L i_2}{Z_e i_1} = \frac{R_L}{Z_e} \cdot A_i = -\frac{h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}$$

325. Gain en puissance :

$$A_p = A_i \cdot A_v = \frac{h_{21}^2 R_L}{(h_{11} + \Delta h R_L) (1 + h_{22} R_L)} = A_i^2 \cdot \frac{R_L}{R_e} = A_v^2 \cdot \frac{R_e}{R_L}$$

Calculons la charge optimale afin d'avoir le gain maximal :

$$A_p = h_{21}^2 \cdot \frac{1}{\frac{h_{11}}{R_L} + h_{22} \Delta h R_L + (h_{11} h_{22} + \Delta h)}$$

Le produit $\frac{h_{11}}{R_L} \cdot h_{22} \Delta h R_L$ reste constant quand R_L varie donc la somme est minimale lorsque les deux termes sont égaux et le gain A_p est maximal .

$$h_{22} \Delta h R_{L \text{ opt}} = \frac{h_{11}}{R_{L \text{ opt}}} \quad \text{d'où } R_{L \text{ opt}} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}}$$

et

$$A_p \text{ max} = \frac{h_{21}^2}{(\sqrt{R_e} + \sqrt{h_{11} h_{22}})^2} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{R_e} + \sqrt{h_{11} h_{22}}} \right)^2$$

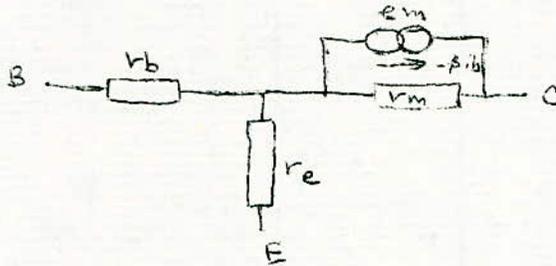
2ème partie : Problème de la dérive dans les amplificateurs à liaison directe.

La dérive dans un tel amplificateur peut avoir plusieurs causes. Nous éliminons celle due à l'alimentation car on peut avoir des tensions d'alimentation stabilisées. Une autre cause de la dérive, c'est celle du vieillissement ou encore les variations des paramètres intrinsèque du transistor, Il y a enfin la cause prépondérante, la variation de température. Cette variation affecte principalement trois paramètres à savoir :

./...

- Le gain en courant ($\frac{D\alpha}{DT} = 1\% / ^\circ\text{C}$)
 - le courant I_{cbo} (il double tout les 8°C pour le silicium)
 - la tension V_{BE} ; ($K = -2,6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$; $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = K$)
- 1 - Calcul de la dérive :

On a le schéma naturel suivant :



$$I_c = I_{cbo} - \alpha I_E$$

Le courant de dérive s'écrit :

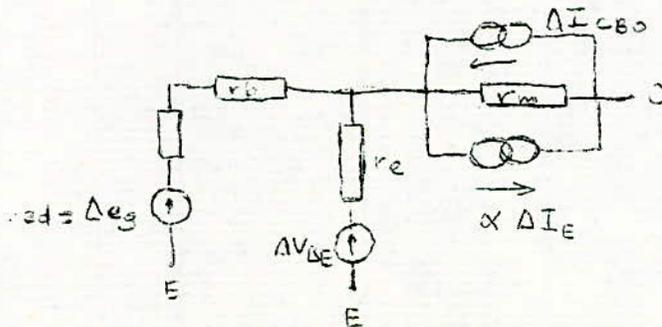
$$i_d = \frac{DI_c}{Dt} = \frac{\Delta I_{cbo}}{DT} - \alpha \frac{DI_E}{DT} - \frac{D\alpha}{DT} I_E$$

On néglige la variation de $\frac{D\alpha}{DT}$

Pour que la variation soit nulle il faut que :

$$DI_E = \frac{DI_{cbo}}{\alpha}$$

Représentons sur le schéma naturel les causes de la dérive.



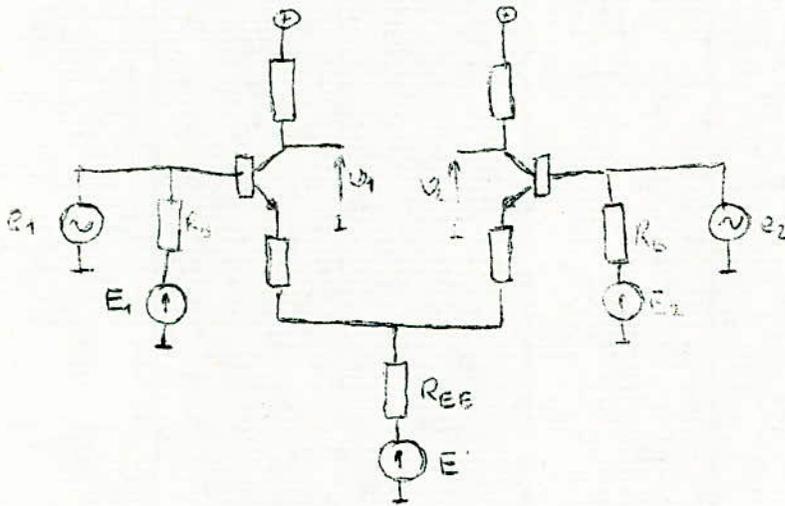
Calculons également la dérive en tension.

$$\Delta e_g = \Delta v_d - \Delta V_{BE} = (v_g + v_b) i_d = (v_g + v_b) i_d$$

Si le générateur d'attaque à une grande résistance, la dérive de V_{BE} est pratiquement neutralisée. Dans le cas contraire la dérive devient prépondérante. L'un des remèdes le plus efficace est le montage symétrique que nous allons étudier maintenant.

2. Amplificateur différentiel ou symétrique

Le montage symétrique à un avantage sur les autres dispositifs, car la réduction de la dérive par compensation ne modifie en rien le gain. Avec ce montage toutes les tensions communes aux deux étages sont éliminées à condition d'avoir deux transistors identiques.



$$e_{12} = e_1 - e_2 \quad V_{12} = V_1 - V_2 \quad V_{12} = u_1 - u_2$$

Si R_{EE} est très grande le courant de repos est à peu près constant lorsque la température varie.

21. Facteur de mérite et coefficient de rejection en mode commun.

$$M = \frac{A_d}{A_c}$$

Ad représente le gain différentiel et A_c le gain en mode commun.

On a :

$$A_d = \frac{o1}{ed} \text{ avec } ed = e_1 - e_2 = 2e_1 \quad |e_1| = |e_2|$$

$$A_c = \frac{i1}{ec} \text{ avec } ec = e_1 = e_2$$

Dans le cas général e_1 est différent de e_2 en module et en phase.

$$\text{On pose } ed = e_1 - e_2 \quad \text{et } e_1 + e_2 = 2 ec$$

$$\text{On a donc } e_1 = \frac{ed}{2} + ec \quad \text{et } e_2 = -\frac{ed}{2} + ec$$

et v_1 s'écrit sous la forme :

$$v_1 = A_d ed + a_c e_c$$

Le facteur de mérite peut s'écrire aussi sous la forme :

$$M = \frac{G_d}{G_c} \text{ avec } G_d = \frac{i1}{ed} \quad \text{et } G_c = \frac{i1}{ec}$$

$$\text{Posons } A = \frac{i2}{e_1 - e_2}$$

d'Après le théorème de la bissection on trouve qu'il y a rejection

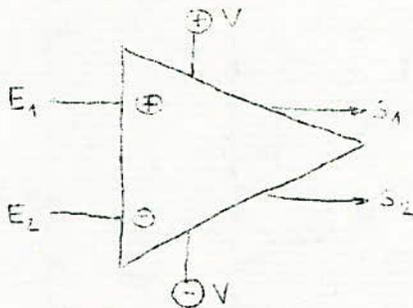
$$\text{si } R_{EE} = \frac{Bp - RE}{2} \text{ avec } p = \frac{1}{h_{22}}$$

On peut remplacer cette forte résistance en alimentant les émetteurs par une source de courant constant

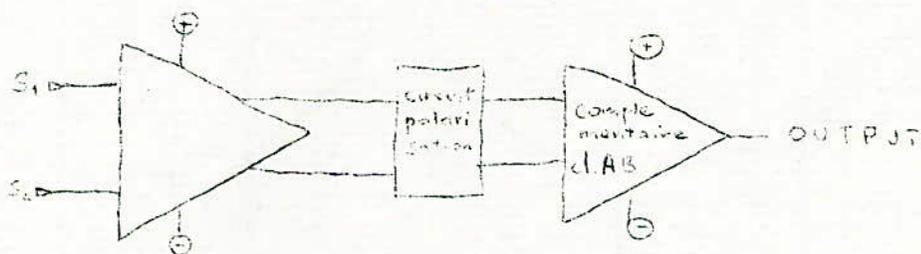
3ème Partie conception et réalisation d'un amplificateur à liaison directe symétrique à composants discrets.

1. Description :

L'entrée se compose d'un amplificateur différentiel complémentaire.



Cet étage est suivi de plusieurs étages en cascade. Ce sont les étages d'attaque. Ils sont suivis par l'étage de sortie qui contrairement aux étages de sortie classique possède un gain en tension car la sortie se fait sur les collecteurs.



2. Etage de sortie

Cet étage est symétrique et utilise des transistors appariés complémentaires NPN et PNP. Nous avons 2 transistors plus un autre qui sert à protéger l'étage de puissance Q_{I4} en shuntant la résistance R_{33} (voir schéma). Pour une puissance de sortie de $60 W_{RMS}$ la puissance dissipée par Q_{I4} est :

$$P_d = 0,250 \times 60 = 15 W_{RMS}$$

Nous avons utilisé le transistor 2N 3055 (BDY 20) pour le transistor NPN et le transistor BD X 18 pour le transistor PNP. Ils sont capables de dissiper 115 W chacun à 25 ° C au boîtier.

Nous pouvons déterminer la température de fonctionnement maximale.

$$T_1 = ((P_A - P_d) + K_1 T_2) / K_1 \quad \text{où } T_2 : \text{température ambiante} = 25 \text{ °C}$$

$$T_1 = (115 - 15) + 2 \times 25) / 2 \quad K_1 : \text{constante thermique} = 2$$

$$T_1 = 75 \text{ °C}$$

Il sera nécessaire d'utiliser un radiateur pour que le boîtier des transistors ne dépasse pas T_1 . Déterminons maintenant la tension d'alimentation V_{cc} . On a :

$$V_{cc} = \sqrt{8 P_s R_L} + 50 \Delta V_{BE} + 2 V_{CE \text{ sat}}$$

$$R_L = 8 \Omega \quad P_s = 60 \text{ W}$$

$$\Delta V_{BE} = K_2 (T_1 - T_4) = 2 \cdot 10^{-3} (75 - 25) = 100 \text{ mV}$$

$$V_{CE \text{ sat}} = 1,1 \text{ V}$$

$$V_{cc} \approx 70 \text{ V}$$

Ce qui correspond dans une alimentation symétrique à $\pm 35 \text{ V}$

Le courant de crête collecteur sera de : $I_{cc} = \sqrt{2 P_s / R_L}$

$$I_{cc} \approx 3,9 \text{ A}$$

Prenons un courant de repos $I_{cp} = I_{cc} / 100 = 39 \text{ mA}$

Le courant maximal $I_{CM} = 1,01 I_{cc} = 3,94 \text{ A}$

Le courant de base au repos sera $I_{bp} / \beta_m = \frac{39}{30} = 1,3 \text{ mA}$

On a $I_{cbo} (T1) = 10 \text{ mA}$ Donc $I_{bb} \approx I_{Bp} + 10 I_{CBo} \approx 100 \text{ mA}$

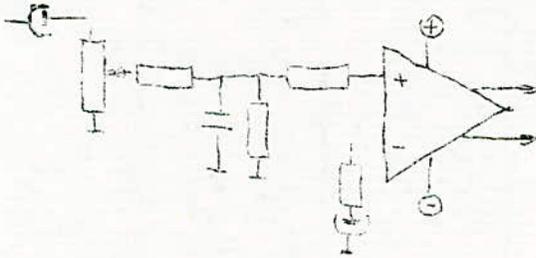
3. L'étage d'attaque :

Il est constitué par 2 étages symétriques amplificateurs. Q_4 et Q_{11} PNP et Q_8 et Q_{10} NPN. (tous les transistors PNP sont du type 2N2907 et ceux NPN du type 2N 2222) (voir schéma).

./...

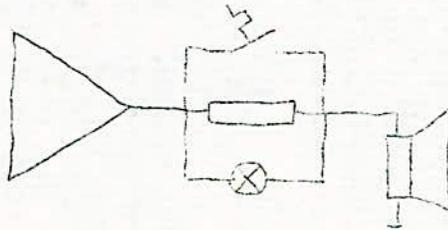
4. L'étage différentiel :

C'est un étage différentiel complémentaire. Nous utilisons l'entrée positive et nous faisons une sortie dissymétrique.



5. Protection :

De même que nous avons protégé les enceintes il faut prévoir un système de protection pour l'amplificateur. Nous pouvons utiliser les classiques fusibles mais ce n'est pas assez efficace. En cas de surcharge on peut utiliser un thermorupteur qui met en série avec la charge une résistance ce qui permet de diminuer la puissance de sortie et de réduire la dissipation des transistors.



Certains constructeurs prévoient leur système à l'intérieur de l'étage de sortie (Philips) Grace à des transistors ou thyristors. Ils commandent les bases du puh-pull en shuntant les bases ce qui réduit le courant qui les traverse.

6. Réalisation :

Nous avons réalisé cet amplificateur sur un circuit imprimé (voir croquis). Bien que nous ayons escompté avoir un taux de distorsion inférieur à 0,1 %, nous avons mesuré à 1 KHz 0,4 % et à 100 Hz 0,6 % ainsi qu'à 10 KHz.

Par contre la bande passante est très large et nous avons eu des difficultés pour la limiter (voir courbe).

./...

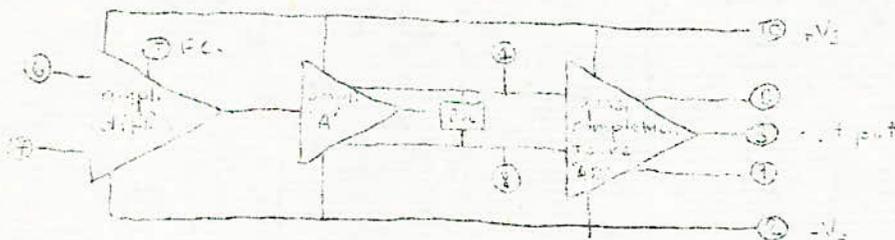
Pour la mise au point nous avons eu des difficultés aussi pour appairer les transistors afin d'avoir des étages symétriques. Sinon il apparaîtrait des tensions de déséquilibre et il y a un phénomène d'avalanche produisant la destruction de transistors. D'autre part pour la commande des transistors de sortie il faudrait employer d'autres transistors que ceux utilisés. (Ils travaillent à la limite de clâchage). Pour l'étage différentiel nous aurions dû utiliser des transistors à faible bruit et à grand gain (β supérieur à 350).

4ème Partie : Amplificateur en circuit intégré TA 865I A

Le TA 865I A est un amplificateur hybride complètement à semi-conducteurs. Il utilise un étage de sortie quasi complémentaire. L'étage de sortie est polarisé extérieurement en classe AB afin d'obtenir le minimum de distorsion par harmonique et par intermodulation.

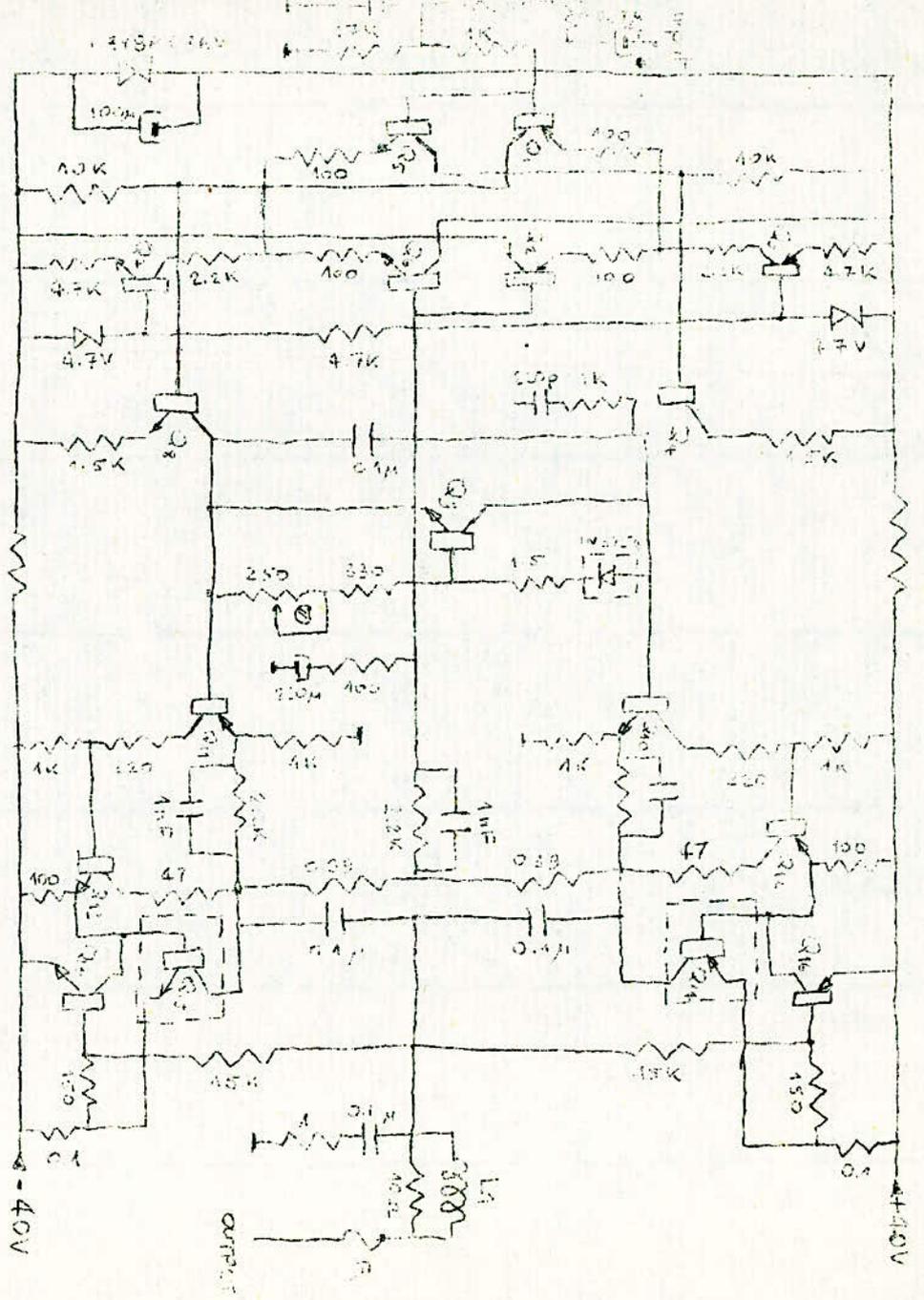
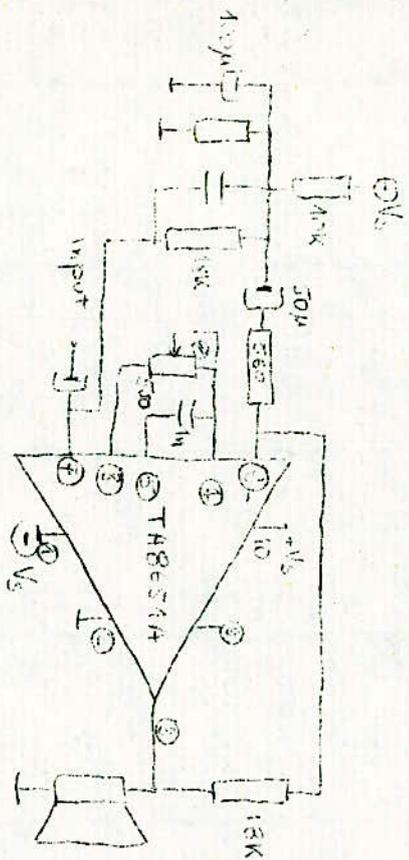
Il existe une compensation en fréquence comme dans les amplificateurs opérationnels classiques ainsi qu'une protection contre les courts-circuits et tout ceci à l'extérieur.

Ce type d'amplificateur est particulièrement recommandé pour la réalisation d'amplificateur de haute fidélité (HIFI).



FC compensation en Fréquence

Conception d'un amplificateur de 60 W RMS à partir du TA 86 5I A. Le constructeur nous donne pour différentes charges la valeur de la tension d'alimentation pour une puissance de sortie donnée. Ainsi pour $R_L = 8 \Omega$ et $P_S = 60 \text{ W}$. On trouve $V = 70 \text{ V}$ c'est à dire $= 35 \text{ V}$ dans le cas d'une alimentation symétrique. Nous choisissons une résistance de 500 Ω variable afin de polariser convenablement l'étage de sortie (broche 4 et 8). Le circuit est en page suivante.



LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

1. Introduction

Les essais subjectifs des enceintes acoustiques ont fait apparaître depuis longtemps que celles-ci étaient liées au milieu dans lequel on les introduisait. Les acousticiens se sont penchés sur deux problèmes concernant le son. Le premier étant celui de l'acoustique des salles. Il est en partie réglé et aujourd'hui on ne commet plus d'erreur grossières lors de la construction d'une salle de concert. (On se souvient que la salle Pleyel a dû être reconstruite en partie sitôt achevée). Le second étant l'isolation acoustique. On sait aussi que la qualité musicale de reproduction haute fidélité dans une salle dépend non seulement de la qualité du matériel utilisé mais aussi de la façon de disposer les enceintes acoustiques. Généralement une enceinte acoustique peut perdre beaucoup de son rendement aux fréquences graves lorsqu'elle est placée loin des parois tandis que l'on retrouve un bon équilibre sonore. En l'approchant près du mur. De même on constate que les enceintes ont une sonorité différente suivant la position par rapport au sol (ces données empiriques ont été confirmées par une méthode de mesure élaborée récemment à l'université de Bruxelles).

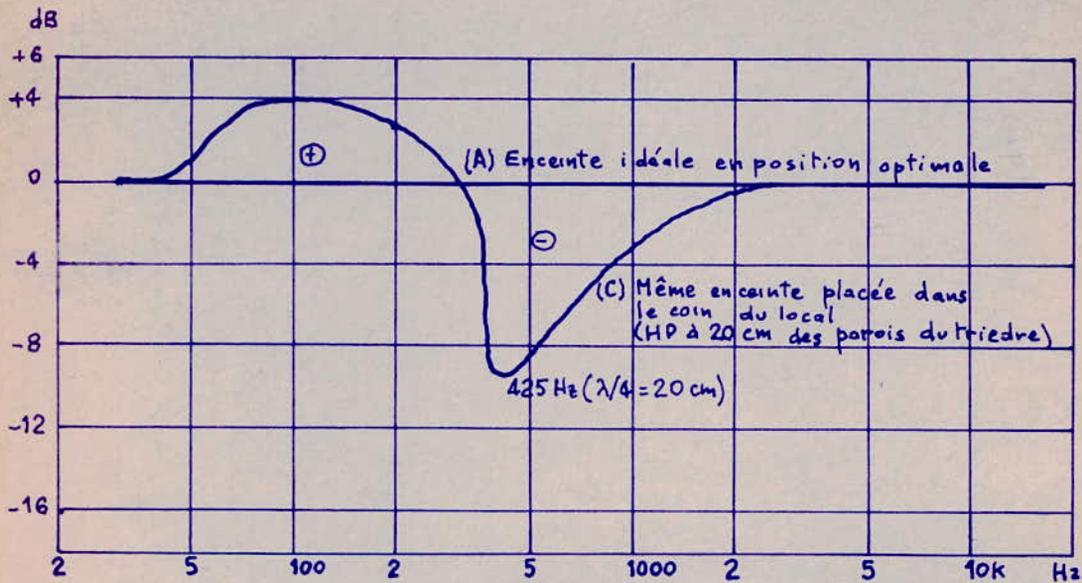
Il arrive que ce sont les enceintes de très haute qualité qui sont particulièrement sensible à l'effet d'emplacement.

Nous arrivons à la conclusion que les enceintes ne peuvent pas être jugées dans des conditions artificielles (chambre anéchoïde) mais que leur rendu musical est influencé de façon décisive, par leur emplacement (voir figure).

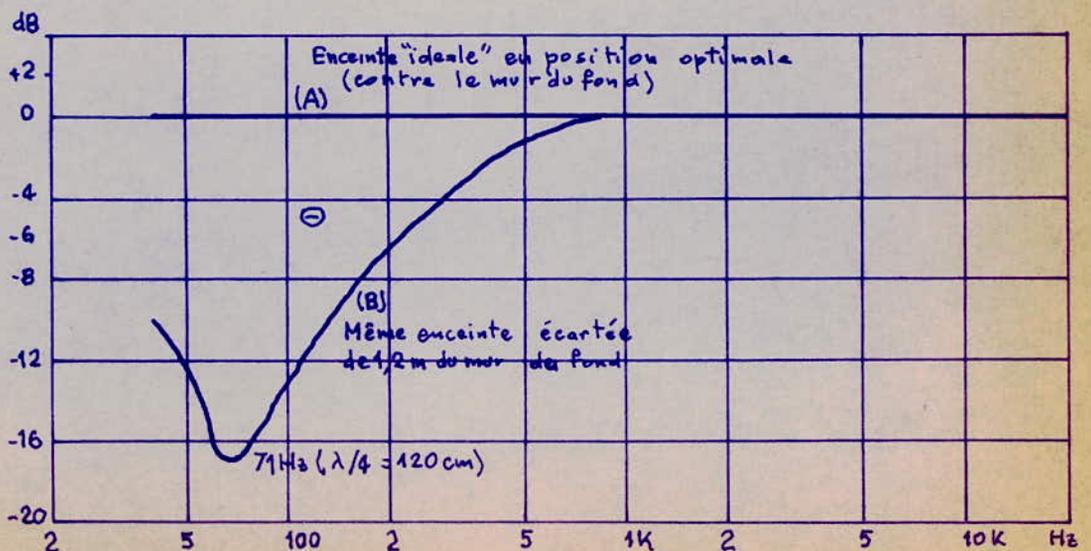
2. Fidélité :

Nous avons pris l'habitude d'attribuer le qualificatif de haute fidélité à des systèmes qui ne le méritent guère. En réalité un système sera jugé bien souvent fidèle tout simplement parce qu'il plait (effet subjectif).

Influence de la salle sur les enceintes



Modification du rendement d'une enceinte placée dans le coin du local (Trièdre) par rapport à l'emplacement optimal.



Perte de rendement acoustique survenant aux fréquences graves, lorsque l'enceinte acoustique est écartée de 1,2 m du mur de fond du local.

Or fabriquer une reproduction tout à fait plaisante ne soulève pas de difficulté de principe car l'oreille est extrêmement indulgente et s'habitue facilement à l'importe quoi. Tout d'abord les goûts varient énormément d'un individu à l'autre. Il ne faut pas chercher ailleurs l'incroyable variété de haut-parleurs.

Théoriquement il n'est pas possible d'arriver à la fidélité absolue, car si on envisage la chaîne de transmission du message musical dans son extension la plus grande, c'est à dire du cerveau du créateur jusqu'à celui de l'auditeur le concept de fidélité n'a aucun sens.

Ainsi pour une enceinte sa fonction est avant tout de reproduire c'est à dire reconstituer une source sonore, ou encore d'être apte à recréer un champ acoustique en tout point de l'espace, strictement identique à chaque instant à celui qui été créé par la source sonore originale. (à l'instant correspondant).

3. Enceintes acoustiques :

Il n'existe pas une corrélation très stricte comme nous venons de le voir, entre les performances chiffrés et les impressions d'écoute. Cela tient à l'imperfection des mesures et à la quantité réduite des tests effectués et à la difficulté d'en extraire un jugement synthétique, ce à quoi l'oreille humaine excelle.

L'extrême diversité des solutions conduisent souvent à des prix reflétant mal la qualité des performances. Il faut tout de même commencer par accorder quelque crédit à certains critères généraux tels que la puissance maximale, le nombre et la qualité des haut parleurs, le type d'enceinte acoustique.

3I. Puissance

Voyons la puissance. Ici encore il y a ambiguïté car les chiffres annoncés par le constructeur ... être des Watts musicaux, efficaces, crête ou crête à crête.

La puissance peut être la puissance supportable sans distorsion excessive et sans danger de détérioration des hauts parleurs.

En règle générale, on vérifiera que le diamètre du haut parleur principal est suffisant pour la puissance électrique admise, soit approximativement :

./...

- 10 cm pour quelque watts
- 21 cm pour 10 à 15 W
- 24 cm pour 20 à 25 W
- 30 cm pour 30 à 40 W
- 38 cm pour plus de 50 W.

C'est la seule façon de s'assurer que la puissance acoustique effectivement disponible aux basses fréquences ne sera pas limitée par la distorsion due à une saturation du HP grave.

32. Nombre de HP :

Il n'existe pas de nombre optimal de HP. Il est cependant admis que la restitution correcte de la totalité du spectre audible n'est guère possible avec un seul HP (si ce n'est les systèmes à épaisseur variable, genre polyplanar ou sonoplan) qui doit répondre à des clauses techniques contradictoires (grand diamètre pour les basses et petit pour les aigus).

La qualité des systèmes à plusieurs voies tient à l'abaissement de la distorsion et à l'élargissement de la bande passante mais la qualité des filtres et le soin apporté à leur réglage conditionne largement la qualité de l'ensemble. Voyons un peu les différents systèmes existants :

- Système à deux HP : c'est un compromis satisfaisant pour une qualité moyenne. La distorsion et la bande passante sont améliorées par rapport à 1 HP solo, ce qui autorise une puissance d'écoute plus élevée. L'inconvénient tient au choix d'une fréquence d'aiguillage souvent placée dans la zone de sensibilité maximale de l'oreille (entre 0,5 et 3 kcs). Un mauvais réglage du filtre peut alors conduire à un résultat médiocre.

- système à 3 HP : c'est un excellent compromis permettant de spécialiser chaque HP sur 4 octaves au maximum. Le choix des fréquences de coupure est moins critique (200 à 500 Hz pour la coupure inférieure, 3 à 10 KHz pour la coupure supérieure), les défauts de réglage du filtre sont moins sensibles à l'écoute.

- système à plusieurs HP : ils répondent au souci :

- soit d'augmenter la bande passante avec une cellule d'hyper aigu (super tweeter).

- soit d'augmenter la puissance maximum (2 boomers)

- soit de diminuer la directivité.

En dehors de ces considérations il n'est pas évident que la qualité croisse avec le nombre de HP.

Il faut tenir compte de la qualité intrinsèque de chaque HP utilisé.

- fréquence de résonance basse, élévation et amortissement mécanique suffisants de l'équipage mobile du HP grave (woofer ou boomer).

- forme de membrane et amortissement des résonances parasites du HP médial (médium) et du tweeter contrôlant la directivité et la restitution des transitoires.

33. qualité des filtres : certaines de ces qualités dépendent strictement du montage dans le coffret formant enceinte acoustique. Elle concerne le choix des fréquences d'aiguillage, mais aussi la pente d'atténuation et la mise en phase des différentes membranes dans les zones de recouvrement.

Il n'existe pas de critères précis permettant un jugement définitif. On peut cependant accorder une certaine confiance aux filtres répondant aux critères suivantes :

- pentes au minimum de 10 dB/octave (condition essentielle pour diminuer l'intermodulation) ce qui suppose l'utilisation d'inductance au lieu et place de simples condensateurs.

- L'impédance du filtre grave : faible ($0,5 \Omega$) pour ne pas faire perdre le bénéfice d'un facteur d'amortissement élevé.

Sur le plan des qualités audibles on tire d'égales satisfactions des aiguillages passifs (filtres à inductances, condensateurs associés aux HP), et des aiguillages ^{actifs} (filtre à résistance, condensateurs associés au préamplificateur attaquant autant d'amplificateur qu'il y a de HP).

34. Coffret :

Le volume, la forme et la nature des parois sont déterminant dans la réponse aux basses fréquences et conditionnent la forme de l'onde acoustique restituée. On notera que l'efficacité d'une petite enceinte aux BF est plus subjectivement ressentie que réelle à moins de la disposer en encoignure avec le risque d'exciter fortement des résonances de la salle d'écoute. Pratiquement les limites escomptés en fonction du volume sont :

./...

200 Hz pour 5 dm³
160 Hz pour 10 dm³
120 Hz pour 15 dm³
90 Hz pour 25 dm³
60 Hz pour 50 dm³
40 Hz pour 100 dm³

à moins de disposer de correcteurs sélectifs à efficacité minimale de 12 dB/octave.

Pour les salles de spectacle nous utiliserons des écrans plans (baffles). Dans le cas où cette solution n'est pas possible pour des raisons matérielles, on peut choisir, selon la qualité recherchée, une des formules suivantes.

coffret clos : (baffle dit "infini") pour le supplément d'amortissement du HP qui voit abaisser sa distorsion mais au prix d'un relèvement de sa fréquence de résonance, le rendement est faible.

Coffret à évent : le rendement est élevé mais la complexité des réglages rend cette solution onéreuse.

Coffret à labyrinthe : rendement très élevé mais au prix d'un encombrement important.

Une qualité fondamentale de tous les types de coffret est l'absence de résonances des parois. Un bon critère de choix est donc l'épaisseur et la densité du matériau constituant les parois : 10 à 15 mm en aggloméré jusqu'à 500 cm², 20 à 25 mm au delà.

35. Sensibilité :

Cette donnée est utile pour choisir la puissance de l'amplificateur. On admet en général qu'une tension de l'ordre du volt appliquée à l'enceinte permet un niveau acoustique de 90 dB.

36. Distorsion - bande passante - directivité :

Ces caractéristiques de qualité ne sont connues qu'à travers des essais exécutés en chambre anéchoïde et selon un processus de mesure dont l'interprétation reste délicate.

./...

Compte tenu des technologies actuelles on peut considérer comme d'une qualité exceptionnelle les enceintes acoustiques affichant moins de 1 % de distorsion entre 63 et 5000 Hz. La réponse en fréquence doit être régulière avant d'être étendue si possible contenue dans un couloir de ± 3 dB dans la zone de sensibilité maximale de l'oreille (500 à 2000Hz). L'absence de directivité est une condition d'une écoute agréable. On peut enfin considérer que la réponse affective de l'enceinte cesse en dessous de sa fréquence propre.

37. Adaptation :

L'impédance d'une enceinte est variable avec la fréquence, avec un minimum fréquent au voisinage de 500 Hz (impédance nominale).

Certaines réalisations conduisant à des variations d'impédance susceptibles de compromettre la stabilité et les caractéristiques de distorsion de l'amplificateur. Un bon moyen de s'en prémunir est de choisir une formule d'amplificateur emportant un réseau correcteur et disposant d'une importante réserve de puissance (ce problème a fait l'objet d'un projet à l'E.N.P.).

4. Protection des enceintes :

Il n'est pas rare que la bobine mobile d'un HP électrodynamique brûle à la suite de surcharges.

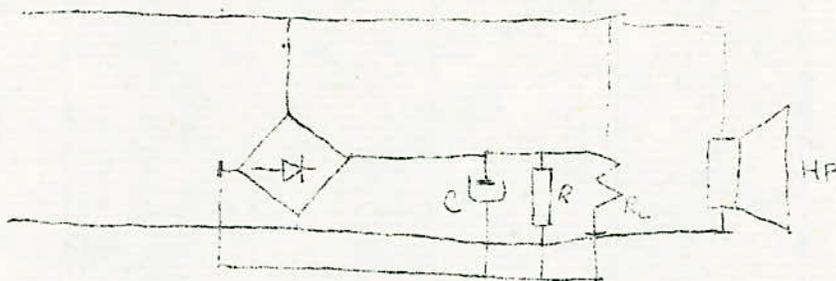
Le HP comme tout consommateur d'énergie calorifique a sa propre constante thermique. La température de la bobine mobile ne dépend pas de la valeur instantanée ou de la valeur moyenne du signal appliqué mais de ce que l'on peut nommer "puissance coulante". (la notion de puissance coulante d'un signal de nature aléatoire ou quasi-aléatoire-musique, parole..., correspond à la valeur moyenne de l'énergie dissipée par ce signal pendant une durée déterminée ; ici la constante thermique du HP).

L'examen des schémas publiés ont leurs propres défauts car il n'existe pas de relation entre la température de la bobine et l'intervention de la protection.

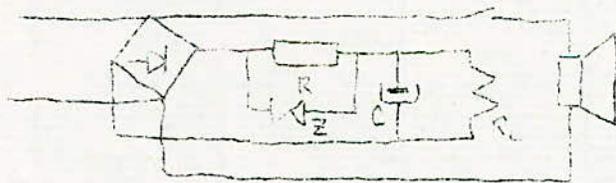
La protection du type écrêteur de valeur instantané sont inacceptables. Leur construction est très simple : deux diodes zeners montées tête-bêche, mais elles commencent à écrêter le signal bien avant qu'il soit dangereux pour le HP. L'action d'un tel protecteur est présentée sur la figure par la courbe A. Ainsi sont introduites des distorsions et l'amplificateur de puissance doit supporter des courts-circuits.

./...

Les circuits de protection qui réagissent à la valeur moyenne apparaissent beaucoup plus intéressants. Voir la courbe B sur la figure.



Pour les surcharges de haut niveau. Le temps de réaction d'un tel circuit est trop grand et le HP fait fonction de fusible, avant que la protection n'ait eu le temps d'agir. Les inconvénients de ces systèmes sont le manque de proportion entre la puissance coulante et le courant magnétisant le relais. Pour réaliser ces exigences il est nécessaire d'élever au carré le signal et ensuite de l'intégrer par 1 cellule RC dont la constante de temps soit égale à la constante thermique du HP. C'est ainsi qu'est construit le circuit suivant :



La diode Zener commence à fonctionner après un niveau déterminé de surcharge et assure la caractéristique quadratique du courant magnétisant le relais (voir la courbe C).

./...

Regime thermique des haut parleurs

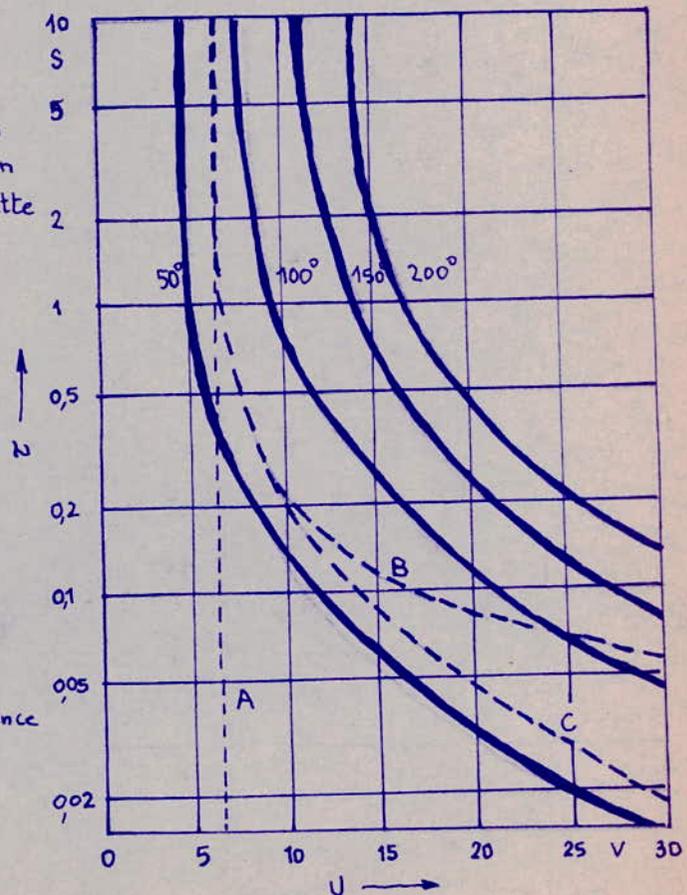
- En traits pleins:
Caractéristique tension-temps
(durée d'application d'une tension
sinusoïdale au haut-parleur τ , en
fonction de la valeur efficace de cette
tension U et de la température.)

- En traits brisés:
Les caractéristiques tension-temps
de différents types protecteurs
(la durée entre l'application d'une
tension sinusoïdale et le moment
du débranchement du circuit).

A - écreteur de valeur
momentané du signal

B - protecteur de type "valeur
moyenne"

C - protecteur de type "puissance
coulante"

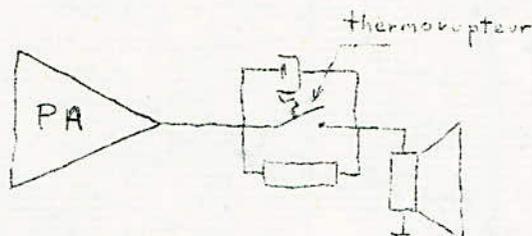


Jusqu'à maintenant nous n'avons abordé que le problème des surcharges mais il reste un autre problème c'est celui des enceintes reliées directement aux amplificateurs à liaisons directes, symétriques.

En aucun cas un courant continu ne doit traverser la bobine d'un HP.

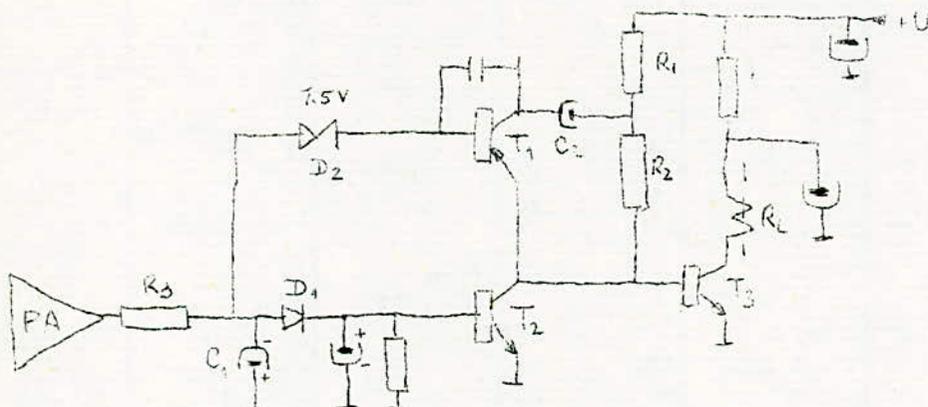
Dans un amplificateur symétrique en état de marche la sortie est au potentiel 0V mais si pour une cause quelconque il apparaît un déséquilibre donc une d.d.p. aux bornes du HP donc un courant important peut traverser la bobine (quelques A) et la détruire. Pour remédier à ce problème il existe une variété de dispositifs plus ou moins complexes les uns que les autres.

Nous ne parlons pas des fusibles qui ont des temps de réponse assez grand sauf pour certain (fusible rapide) il existe aussi les thermorupteurs. C'est une protection par un élément sensible à la température.



Parmi les systèmes à relais (statique ou électromécanique) il y en a de 2 types, ceux qui court-circuitent l'enceinte et ceux qui débranchent l'enceinte (ce dernier type est plus intéressant).

Voyons par exemple un dispositif du second type.



A cause de C1, ce dispositif n'est sensible qu'aux signaux continus, il évite aussi les claquements lors de la mise en route de l'amplificateur. Lors de la mise en marche C2 se charge à travers R1. Après 30 ou 40 s, le relais colle et ferme le circuit de l'enceinte. Pour simplifier nous n'avons pas représenté le circuit de décharge de C2 à travers un contact de relais.

La protection est assurée quelque soit la polarité de la tension continue appliquée.

T₂ est en E.C. si la tension est positive C₁ se charge et D₁ devient passante, T₂ se sature et T₃ se bloque, le relais décolle.

T₁ est en C.C. si la tension est négative la diode D₂ conduit et la base de T₃ sera au potentiel de base de T₁, T₃ se bloque et le relais décolle.

Les constantes de temps (R₃ ou R₄ - C₁) sont calculées de façon que les TBF ne déclenchent pas le système.

Disposition des enceintes

Il faudra dans la mesure du possible les intégrer dans le décor et les encastrer soit dans le plafond ou à la rigueur dans les parois latérales. Il faut aussi prévoir une certaine mobilité afin de couvrir tout le champ acoustique. (en plus du nombre d'enceinte). Prévoir leurs amovibilités et leur remplacement sans difficultés.

Il existe actuellement une grande variété de transducteur sonore (les enceintes classiques avec HP électrodynamique. Les HP électrostatique qui ont un rendement très faible.

Les panneaux à épaisseur variable qui seraient très bien intégrés dans un plafond mais qui ont eux aussi un rendement médiocre (SONOPLAN - POLY PLANAR). Parmi les SONOPLAN nous pouvons retenir un modèle de 100 W, 4 Ω (1,20 m x 45 cm) ayant une bande passante de 40 à 18 KHz.

Récemment est apparu un nouveau type de transducteur magnétique appelé magnéplan. Il se présente sous la forme de paravent (possibilité d'encastrement) en 3 parties possédant un grand nombre d'aimant miniature. La restitution sonore est sans reproche avec une distorsion non mesurable.

./...

Quand aux enceintes nous avons un très grand choix. (LST, KEF, 3A, etc...).

Il faut signaler aussi l'existence d'enceintes dites asservies qui ont pour but d'annuler les effets de la salle d'écoute sur le fonctionnement du HP.

Nous pouvons citer la première réalisation industriel ; c'est celle de SERVO SOUND à 1 seul HP. Celle de PHILIPS (Motional Feed back). Celle de 3A (Andanté). Dans ce type d'enceinte l'amplificateur de puissance y est incorporé ce qui peut constitué un avantage.

Finalement il serait nécessaire de faire des essais d'enceinte dans la salle en question afin de déterminer le ou les types qui conviendraient le mieux.

LES ALIMENTATIONS

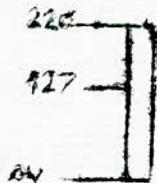
Pour pouvoir faire fonctionner correctement toute la chaîne destinée au renforcement sonore il faut pouvoir leur fournir l'énergie nécessaire à leur bon fonctionnement. Nous sommes en présence de deux types d'alimentations. L'une destinée à la partie traitement des signaux et qui ne consomme qu'une faible énergie et l'autre qui doit fournir à la chaîne d'amplification de puissance une énergie beaucoup plus grande.

1°) Alimentation de faible puissance

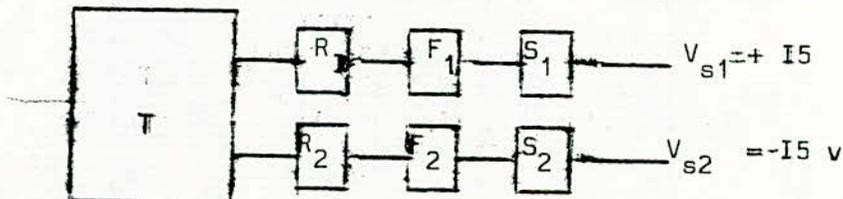
Nous avons utilisé comme source primaire le secteur ce qui conduit à l'utilisation de plusieurs "blocs" pour obtenir en sortie du courant continu aussi stable que possible.



Toutes les cartes (à part celle à transistor) fonctionnent par une alimentation symétrique ± 15 V. nous avons comme "transfo" un primaire I27/220 V et 2 secondaires à point milieu 2 x 16 V efficace, avec une puissance de 30 VA.

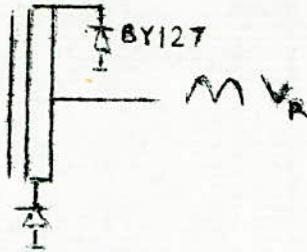


A partir de là nous séparons les 2 secondaires et à fin nous branchons les 2 alimentations ainsi obtenues en série afin d'avoir ± 15 V

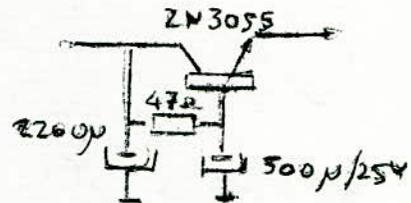


./...

I2 Redressement : Nous utilisons 2 diodes BY 127 montée de la façon suivante :



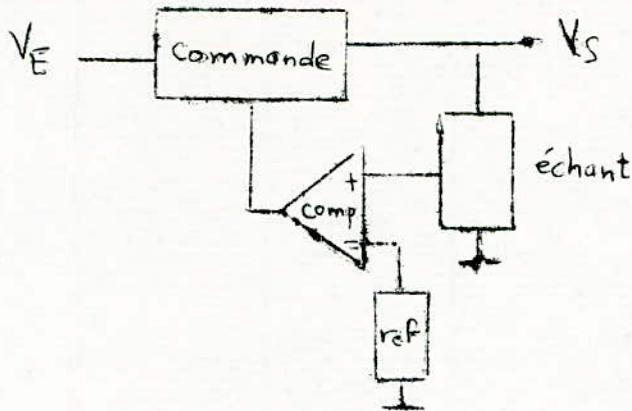
I3 Filtrage : Pour le filtrage nous avons utilisé un dispositif électronique afin de diminuer la résiduelle tout en ayant des valeurs de condensateurs non prohibitives. On utilise un transistor qui est utilisé en amplificateur de courant ce qui fait qu'une variation du débit à la sortie se traduit par une variation plus petite à l'entrée donc l'appel de courant plus faible ce qui permet aux condensateurs de maintenir leur charge plus longtemps. Nous obtenons + 24 V à vide avec une résiduelle non mesurable pour un débit de 1 A nous obtenons 10 mV de résiduelle. Ce résultat s'améliore après la cellule stabilisatrice.



I4 Stabilisation : Nous avons utilisé le schéma classique d'une cellule stabilisatrice. C'est à dire comportant les 4 fonctions suivantes :

- Echantillonnage
- Référence
- Comparaison
- Commande.

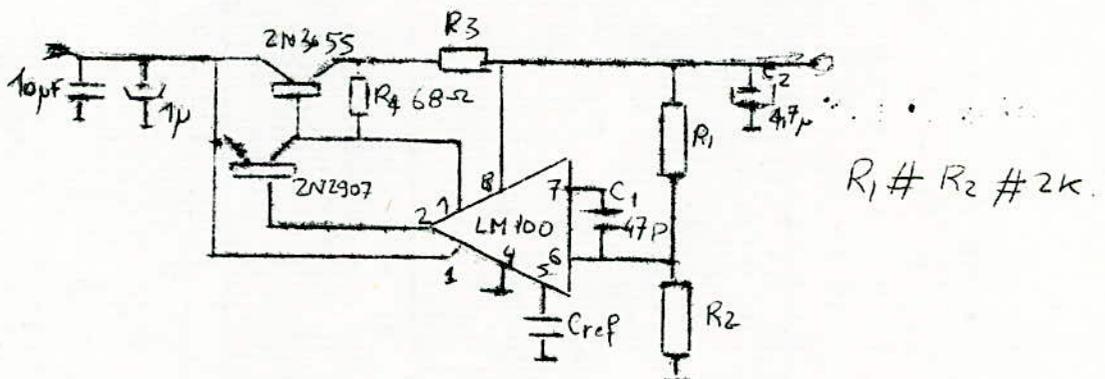
./...



L'échantillonneur est un simple pont diviseur R_1/R_2 . la référence et le comparateur sont inclus dans un circuit intégré LM 100 qui permet d'augmenter les performances du montage. On arrive à une stabilité par rapport à la charge de 0,5 % et par rapport au secteur de 0, 1 %.

La sortie de circuit commande la base d'un montage "Darlington" qui fait office "de ballast" (rhéostat). Ce qui permet la régulation.

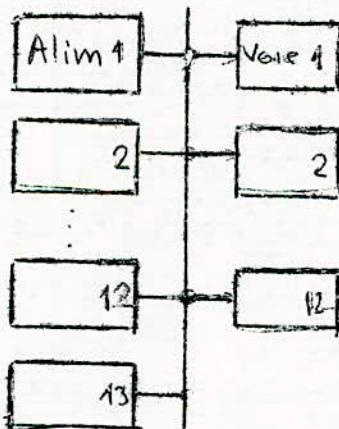
Schéma : nous avons adopté le schéma suivant qui est une régulation du type série :



Le constructeur indique que R_1 en parallèle avec R_2 doit avoir une résistance équivalente égale à 2 K environ. (car l'impédance vue de la borne 6 vaut 2 K environ) R_3 est la résistance du limiteur d'intensité. On nous a donné une courbe donnant la valeur de la limite d'intensité en fonction de R_3 . A 20 °C la chute de tension doit être de 0,375 V. Donc pour une limitation de 1A, nous avons donc $R_3 = 0,375 \Omega$ (valeur qui n'est pas normalisée. Nous prendrons $0,39 \Omega$). Si on la supprime il n'y a plus de limitation mais le taux de stabilisation s'améliore.

C_{ref} permet de réduire les tensions bruit inévitable présentes en (5) un autre condensateur non inductif à la sortie diminue l'impédance de sortie aux fréquences élevées et enfin pour assurer la stabilité en fréquence en place le condensateur de 47 pF entre 5 et 7.

Avec cette alimentation nous pouvons confortablement alimenter une voie complète jusqu'à la chaîne amplification de puissance. Il faudra donc prévoir 12 modules identiques afin d'assurer l'alimentation de toute la chaîne plus 1 module de secours en cas de panne. Il faudrait en plus du limiteur prévoir un disjoncteur électronique plus efficace qui leur coupe l'alimentation des modules en question.



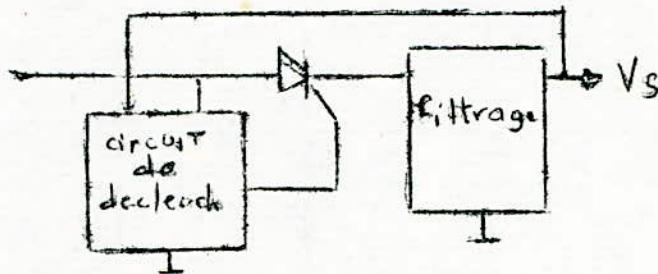
2. Alimentation de puissance

21. Généralités : étant donné qu'il nous faut alimenter 9 modules d'amplifications de puissance (PA) (plus un de secours) de 60 W R.M.S. chacun ce qui correspond à des pointes d'alimentation de 250 VA pour 1 amplificateur asymétrique. Nous ne pouvons pas utiliser 1 seul "transfo" (2,5 KV étant prohibitif). On pourrait utiliser 1 "transfo" par voie mais vu le rendement et les pertes de toute sorte ainsi que les inconvénients annexes nous avons renoncé à l'utilisation du "transfo" classique.

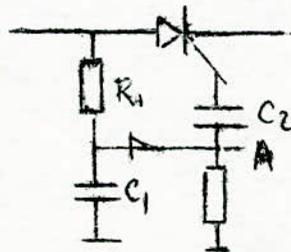
Récemment un constructeur européen a mis sur le marché un amplificateur alimenté par 1 transfo à ferrite fonctionnant à une fréquence de l'ordre de la centaine de kilohertz environ, dans ce cas nous avons un faible transfo léger et avec des pertes minimales.

Supprimer ce lourd et encombrant transformateur d'alimentation est le rêve de bien des électroniciens. Nous avons pensé utiliser les thyristors. Par ce moyen le rendement est très élevé supérieur même aux alimentations à découpage car le courant de sortie est pratiquement égal à celui d'entrée.

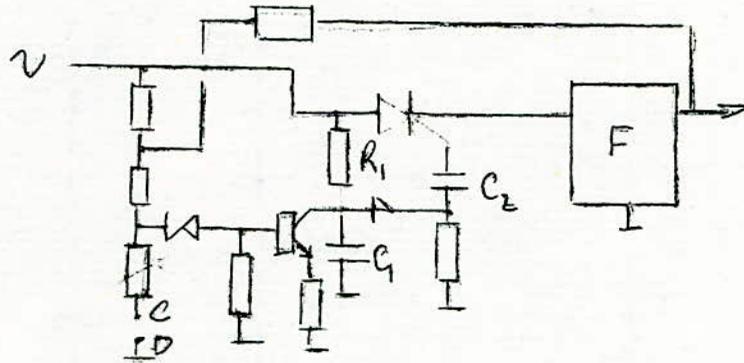
22. Principe :



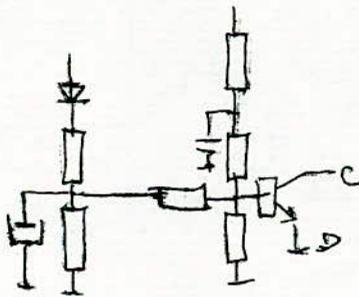
Une seule alternance est utilisée et encore celle-ci est elle coupée par un thyristor en fonction du besoin de la régulation. Dans ce montage nous utilisons une commande horizontale, le déclenchement est assuré à l'aide d'une diode shockley.



Le condensateur C_1 se charge jusqu'à la tension de déclenchement de la diode. A ce moment celle-ci décharge C_1 dans la gachette à travers C_2 . On modifie l'instant du déclenchement en appliquant en A une tension de correction ou en faisant varier les constantes de temps $R_1 C_1$, solution qui est adopté ici en "montant" C_1 par 1 transistor monté en parallèle. En effet on prélève 1 partie de la tension de sortie régulée et on l'applique à la base de T_1 .



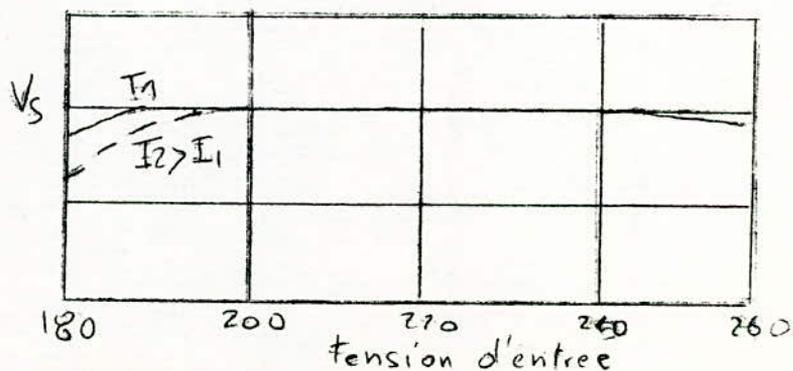
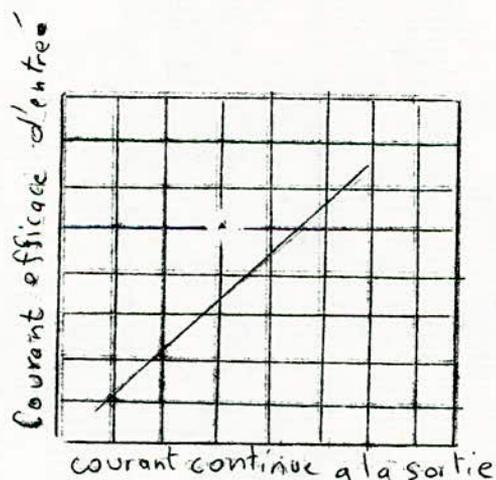
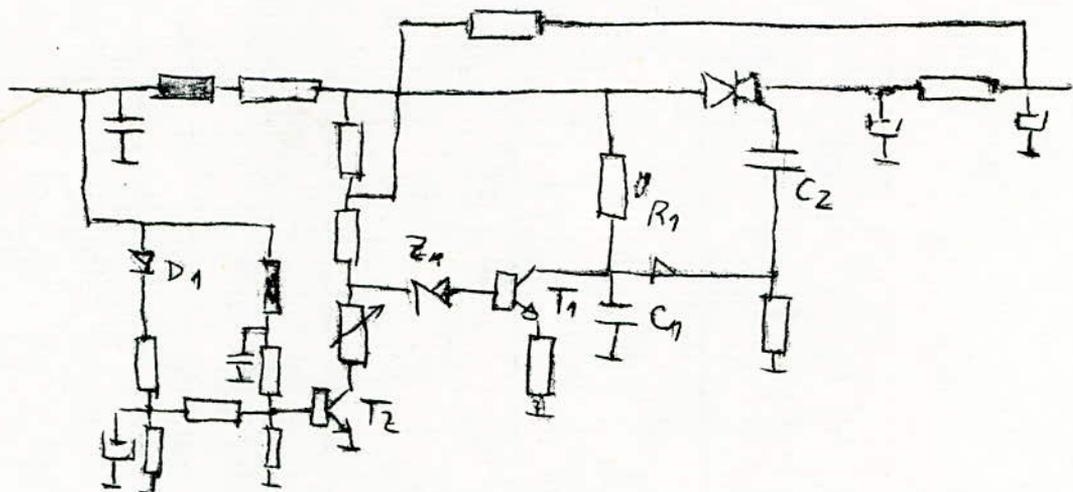
Pour limiter les courants de crête au démarrage il faut prévoir une résistance de protection à l'entrée ou réaliser le dispositif de démarrage progressif que l'on intercale entre les points C et D. Cette dernière formule est préférable car elle conduit à une moindre dissipation en puissance.



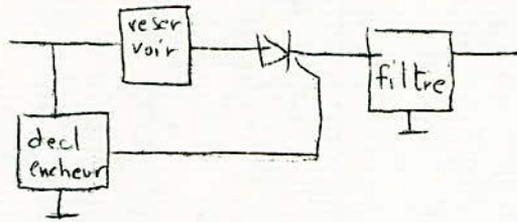
./...

En effet T_2 est monté en série entre C et D, son courant de commande déphasé s'ajoutant à la rampe RC obtenue par ailleurs, modifie le courant de base de T_1 de telle façon que l'angle de conduction reste faible et ne s'accroît que progressivement. Quand le régime permanent est atteint T_2 est saturé et n'intervient plus.

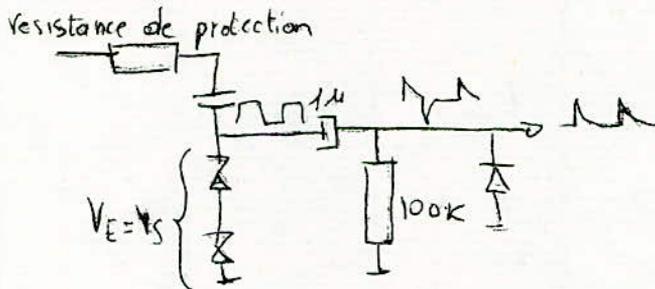
A l'entrée un filtre antiparasite composé d'une inductance de 1mH et d'un condensateur de 100 nF.



Nous avons utilisé ce type d'alimentation pour des raisons matérielles mais nous avons étudié une alimentation à thyristor à commande verticale. Comme précédemment nous avons le même dispositif.

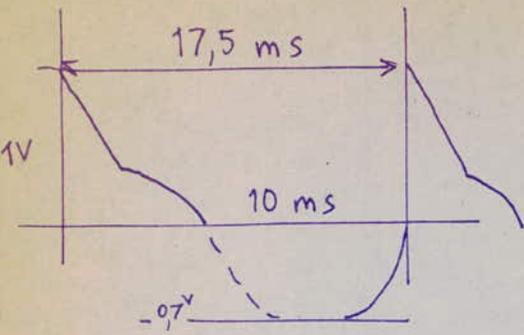


Le circuit de déclenchement utilise le secteur. A travers un condensateur nous récupérons la tension alternative qui est échantillonnée et redressée (1 seule alternance) par un ensemble de diodes zéner, puis différenciée afin d'obtenir les impulsions de déclenchement. Ensuite nous échantillons à nouveau afin de ne conserver que les impulsions positives.

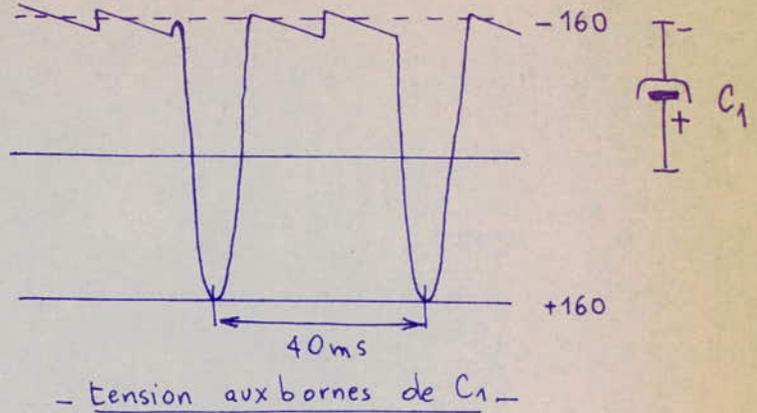


Ces impulsions sont superposées à la tension de sortie ce qui fait que lorsque $V_s = V_z$. Le thyristor se bloque.

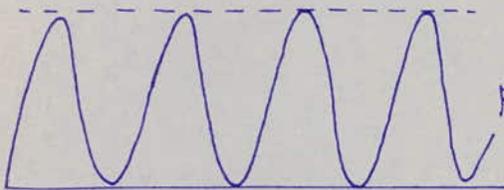
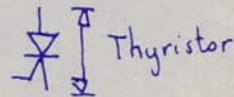
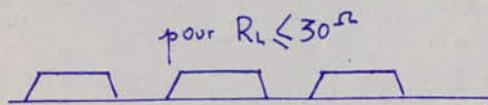
Pendant que le thyristor est bloqué (alternance négative) le réservoir constitué par un condensateur C_5 se charge jusqu'à la tension crête du secteur. Pendant l'alternance positive le thyristor est rendu conducteur à un instant donné et la charge emmagasinée dans C_5 est transmise vers C_4 du filtre. L'écoulement de la charge de C_5 vers C_4 ne peut avoir lieu que si



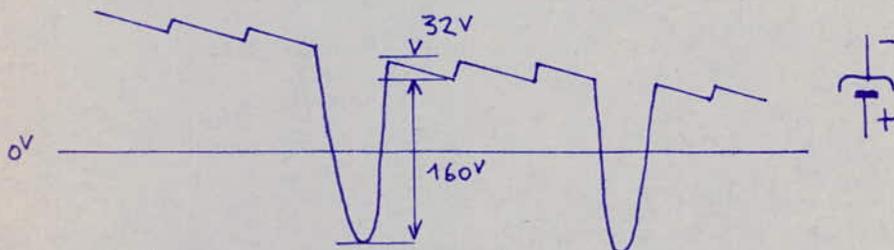
impulsions sur la gachette



- Tension aux bornes de C_1

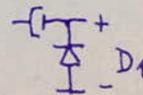
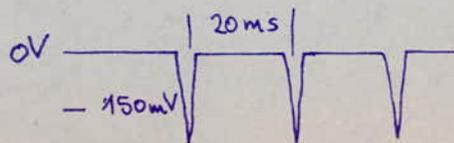


tension aux bornes du Thyristor

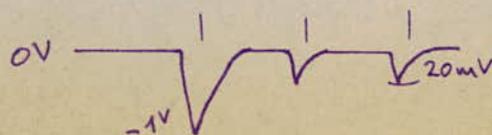


tension aux bornes de C_1

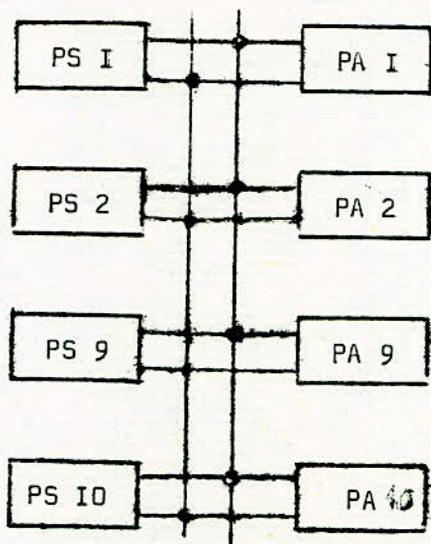
à vide



en charge



Nous devons prévoir des disjoncteurs très sûr en cas d'accidents car nous avons directement le secteur. En cas de panne il faut prévoir un module connectable sur l'une quelconque des 12 voies ceci grâce à 2 bus (+ et -).



CONCLUSION

Le système ainsi étudié bien qu'étant destiné et conçu spécialement pour le renforcement sonore d'une salle de spectacle possède néanmoins des propriétés et des performances qui lui permettent de s'adapter à toutes les techniques d'enregistrement et de diffusion sonore.

La conception modulaire du système en fait un organe d'une grande souplesse d'emploi. En effet, on peut tout aussi bien étendre suivant les cas d'utilisation, le nombre de voies, d'entrée et de voies de sorties, les coûts en seront plus élevés.

Le système d'égalisation occupe une place importante dans tout le système de renforcement en regard des avantages qu'il procure. En effet un système sonore destiné à être égalisé avec des filtres de rejet des bandes critiques dès sa conception, assure, une puissance de son comme à l'endroit le plus éloigné dans l'espace donné. Il garantit une bonne distribution du son à un niveau correct. Il permet de trouver très aisément une position du microphone, en harmonie avec les autres conditions temps-espace.

Il permet de prévoir lors de la construction d'une salle un temps de réverbération plus élevé qu'il n'est généralement admis pour des conditions idéales de transmission de la parole. Il garantit que le matériel programmé aura un son naturellement équilibré et cohérent dans tout l'espace sonorisé.

Il assure une égalisation complète du système sonore et supprime le risque d'un déphasage accidentel du système.

Il permet la versatilité des espaces à usages multiples. Il est économique dans le temps et en ce qui concerne l'équipement.

Un système sonore égalisé avec des filtres de rejet de bandes critiques est garanti être installé correctement parce que les installateurs ont dû acquérir un vaste matériel de test et recevoir un entraînement rigoureux avant d'être qualifié pour l'égalisation avec filtres de rejet de bande critique.

L'installateur doit contrôler avec soins le système sonore avant d'égaliser pour respecter les normes de conception.

Il est évident que si le système devait renforcer des salles de très grand volume, la puissance des amplificateurs devrait être augmentée en conséquence, et par là même les coûts suivraient.

Suivant l'état acoustique de la salle, l'installation des équipements et leur fonctionnement optimum peut prendre quelques mois.

En ce qui concerne les considérations d'ordre matérielles, pour promouvoir un tel système auprès d'une certaine clientèle, il faudrait se préoccuper des coûts globaux et du rendement d'une telle installation ; étudier en détail les investissements et les prix pour chaque module. Par exemple suivant les performances les prix se situent dans les fourchettes suivantes :

Une dizaine de micros entre 5000 et 20.000 DA

Deux platines magnétophones : entre 5000 et 20.000 DA

Deux platines tourne disque : 5000 et 20.000 DA

La console : 10.000 à 20.000 (d'après le nombre de voies)

Une ligne à retard : 1000 à 2.000 DA la ms

Les amplificateurs de puissance : 30 DA le Watt

Les alimentations (faible puissance : 500 DA/voie
(grande puissance : 1000 DA/voie)

L'égaliseur : 10.000 DA par voie de sortie

Les enceintes : 1000 et 5000 l'unité

Accessoires : 5000 DA

Le sonomètre : 2000 DA

Certaines parties non approfondies tels l'égaliseur et la ligne à retard, les systèmes de protection et de sécurité, les systèmes de communications de la régie avec l'extérieur peuvent être l'objet de travaux intéressants.

 I B L I O G R A P H I E

- P. Bildsteir Les filtres actifs)
F. Gallet Enregistrement magnétique) technique de l'in-
P. Gilotaux Enregistrement sur disque) génieur Tome 3
P. Loyez Haute fidélité)

R. Besson Haute fidélité
Revue du Son N° 237 - 253 - 250
Le Haut Parleur Spécial - sonorisation
Toute l'électronique - J.F. Gazin - N° 373
Documents Siemens - Ampli. Opérationnel
Le projet acoustique en architecture - K NUDSEN, HARRIS
Calcul des amplificateurs Bureau d'étude Texas
Technique de conversion analogique digitale HOESHELLES
Revue du Son
Monographie Philips