

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE ET REALISATION D'UN
AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT POUR
SIGNAUX NEURO-PHYSIOLOGIQUES**

Proposé par :

- Dr. CHITOUR
- Dr. TOUMI

Etudié par :

- A. BOUBGUIRA
- F. KERROUR

Dirigé par :

- D. BERKANI
- H. FARRAH
- M. MEHENNI



PROMOTION : JUIN 84



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE ET REALISATION D'UN
AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT POUR
SIGNAUX NEURO-PHYSIOLOGIQUES**

Proposé par :

- Dr. CHITOUR
- Dr. TOUMI

Etudié par :

- A. BOUBGUIRA
- F. KERROUR

Dirigé par :

- D. BERKANI
- H. FARRAH
- M. MEHENNI

PROMOTION : JUIN 84



7) E M E R C I E M E N T S

TOUS NOS REMERCIEMENTS

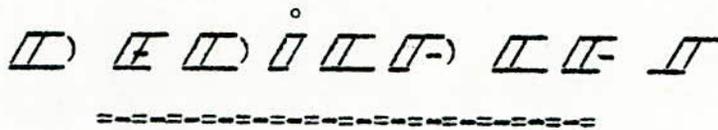
- A nos promoteurs qui ont bien voulu nous diriger et suivre notre travail.

- Au Docteur CHITOUR

- Au Docteur TOUMI

Pour la confiance qu'ils nous ont fait en nous suggérant ce sujet et pour les conseils qu'ils nous ont prodigués pour sa réalisation.

- A tous ceux qui, de loin ou de près, ont contribué à la réalisation de cet ouvrage.



A MES PARENTS POUR LEUR DEVOUEMENT

A MES FRERES ET SOEURS POUR LEUR SOUTIENT

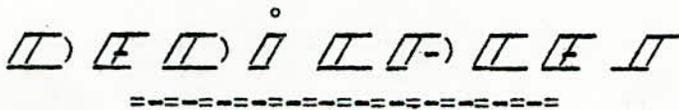
A MES ONCLES ET TANTES

A MES COUSINS ET COUSINES

A TOUS MES PARENTS ET AMIS

A TOUS CEUX QUI ME SONT CHERS.

B. AZZEDINE



A MES PARENTS POUR TOUS LES SACRIFICES QU'ILS ONT CONSENTI POUR MES
ETUDES QU'ILS TROUVENT ICI LE FAIBLE TEMOIGNAGE ET MON PLUS PRO-
FOND RESPECT.

A MES FRERES

A MES SOEURS

A TOUTE MA FAMILLE

A TOUS MES AMIS.

K. FOUAD

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

- 1 -

Depuis longtemps, l'activité bio-électrique des cellules vivantes suscitait la curiosité de physiciens aussi bien que de médecins et physiologistes. Ainsi HALLER, vers 1770 a fait l'hypothèse d'une activité électrique des nerfs basée sur la notion d'excitabilité. DUBOIT & RAYMOND ont introduit par la suite, les notions de "courant de repos" et de "courant d'action". Depuis les connaissances en bio-électricité sont restées médiocres jusqu'au développement des technologies modernes de micro-électricité et d'électronique, indispensables à mettre en oeuvre dans l'expérimentation électrophysiologique.

Et, notre travail consiste justement à amplifier la réponse à une excitation provoquée ou non sur l'axone d'un neurone (dite : "potentiel d'action"), signal caractérisé par son très faible niveau: 20 nV - 100 mV; et sa bande de fréquence : 10 HZ - 2 KHZ, caractéristiques qui sont très proches de celles du bruit en général et surtout du parasitage secteur (à 50 HZ).

D'abord nous avons commencé par une étude purement physiologique sur l'origine, la forme et les principaux caractères du signal utile.

Nous avons ensuite essayé, de contourner tout ce qui peut affecter ce signal comme les bruits, les parasites, les ronflements entre autres ; ainsi que les remèdes et moyens de protection nécessaire dans un laboratoire spécialisé pour mettre acquisition de ce signal et sa bonne exploitation.

Avant d'entamer l'étude de l'amplificateur objet de notre réalisation, une analyse sommaire de chacun des blocs de la chaîne d'acquisition des données, s'est avérée indispensable pour une meilleure compréhension de son fonctionnement. Une attention particulière a été portée sur le bloc "filtrage", vu sa contribution effective dans l'immunisation du signal contre tout parasitage.

Une dernière partie de notre travail a été la réalisation d'une alimentation pour les amplificateurs existants au laboratoire, et inexploitable depuis des années pour cause d'indisponibilité des piles spécifiques.

-ooOoo- P A R T I E II- -ooOoo-

CHAPITRE I

" L'ELECTROPHYSIOLOGIE DE LA CELLULE EXCITABLE "

- I. 1 Généralités
- I. 2 Bases théoriques des phénomènes électrophysiologique
 - 2.1./ Potentiel de membrane
 - 2.2./ Mécanisme physico-chimique de la polarisation cellulaire.
 - 2.3./ Potentiel d'action et théorie ionique
 - 2.4./ Propagation du potentiel d'action

I - GENERALITES

Soit une personne qui voit une tomate lui tomber sur la tête (exemple d'un mauvais comédien \$\$...) et qui arrive à l'éviter à temps.

Les réactions ont entraînés des changements dans l'activité d'un nombre de cellule de son corps. Acommencer par la naissance d'une sensation visuelle à l'approche de l'objet rouge, qui sera transmise à travers le nerf optique aux cellules nerveuses du cerveau, déclenchant tout un mécanisme au sein de ce dernier et qui se terminera par la transmission d'impulsions nerveuses vers les muscles des différentes parties du corps.

L'excitation des cellules musculaires par ces impulsions provoque des contractions déplaçant le corps afin d'empêcher la tomate, d'atteindre son but. L'enclenchement de ces évènements à été engendré par l'activité d'un certain type de cellule décrites comme étant des "cellules excitables".

Une cellule excitable est ainsi une cellule qui répond promptement à un stimulus convenable, et dans laquelle cette réponse entraine un rapide échange électrique au niveau de la membrane cellulaire.

III- BASES THEORIQUES DES PHENOMENES ELECTROPHYSIOLOGIQUE

1 - Potentiel de membrane : (Fig.I-2)

Il existe une polarisation électrique permanente entre les compartiments constitués par le milieu intracellulaire (chargé négativement (-)) et le milieu extracellulaire (chargé positivement (+)). Cette polarisation permanente représente une f.e.m, ou, encore une d.d.p qui s'appelle potentiel de membrane, et dont la valeur est d'environ 70 à 90 mV en valeur absolue.

2 - Mécanisme physico-chimique de la polarisation cellulaire

Polarisation membranaire de repos, dépose essentiellement sur l'existence d'ions Na+ et Cl- dans le milieu extracellulaire, et d'ions K+ dans le milieu intracellulaire. Ils se diffusent à travers la membrane avec des permeabilités différentes donc des mobilités inégales. le potentiel électrique à l'équilibre sera fonction de l'activité de chaque ion et on pourra écrire;

$$E = \frac{RT}{F} \log \frac{P_k (K) \text{ ext} + P_{na} (Na) \text{ ext} + P_{ce} (Cl) \text{ int}}{P_k (k) \text{ int} + P_{na} (Na) \text{ int} + P_{ce} (Cl) \text{ ext}}$$

- où E = Potentiel de membrane
- R = constante de gaz
- T = température absolu
- F = constante de FARADAY

Pk. Pna et Pce = coefficient de perméabilité.

Si l'on ommet l'existance du Cl (faible concentration) ou si on considère qu'il est en équilibre, on aura ::

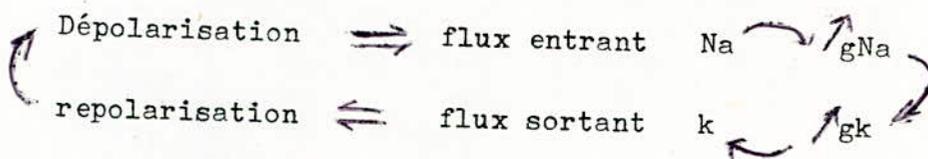
$$E = \frac{RT}{F} \log \frac{P(k) \text{ ext} + P (Na) \text{ ext}}{P(k) \text{ int} + P (Na) \text{ int}}$$

$$\alpha = \frac{P_{na}}{P_k} \text{ et } \frac{RT}{F} = 0,058v$$

3 - Potentiel d'action et théorie ionique : "Overshoot"

L'excitation d'une cellule initialement au repos (potentiel de repos -70 mV), modifie les propriétés de la membrane en renversant sa polarisation (overshoot) + on dira que la cellule est dépolarisée.

Lorsque la dépolarisation locale atteint la valeur seuil qui est d'environ de - 55 à 65 mV pour les cellules nerveuses et musculaires striées, on assiste à un phénomène du type "explosif" qui est une prolongation spontanée et instantanée de la dépolarisation, suivie par une période de repolarisation rapide qu'on appelle "Potentiel d'action", d'amplitude de variation importante, allant du potentiel de repos au pot. d'équilibre au Na+, soit de - 70mV à +30 mV ce qui donne 100 mV de dénivellation absolue. La durée étant extrêmement brève (de 0,8 à 2,5 ms) on résume ce mécanisme par le cycle suivant :



g_{Na} : concentration sodium

g_k : concentration du potassium

(voir Fig : I- 1)

4 - Propagation du potentiel d'action (P.A)

La conduction du P.A le long de la membrane d'une cellule se fait selon un mécanisme d'autogénération répétitive d'un phénomène du type "tout ou rien" le P.A ne se propage pas de lui même, car il se développe et s'annule sur place, mais il déclenche la naissance d'un autre P.A à distance, lequel engendrera à son tour un autre P.A un peu plus loins etc... ou avoir une propagation de "proche en proche".

Chaque P.A crée un double dépôt engendrant des lignes de courant le long desquelles vont circuler les ions. La zone de transitions entre les surfaces activées et inactivées s'appelle, onde d'activation (Fig. I -3)

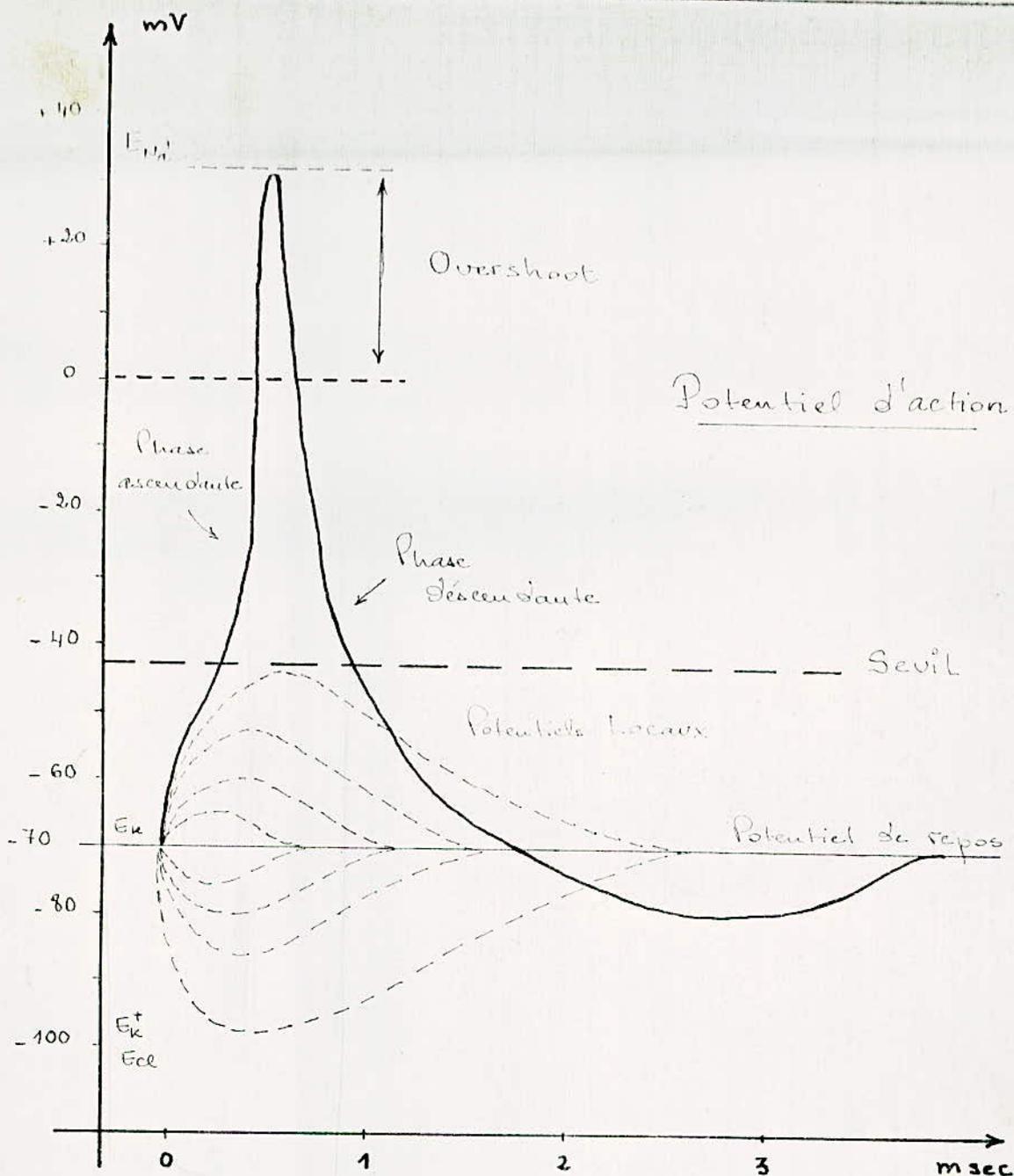
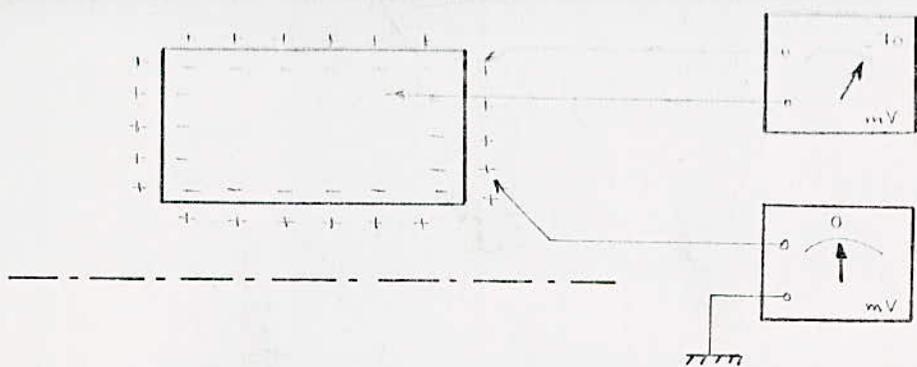
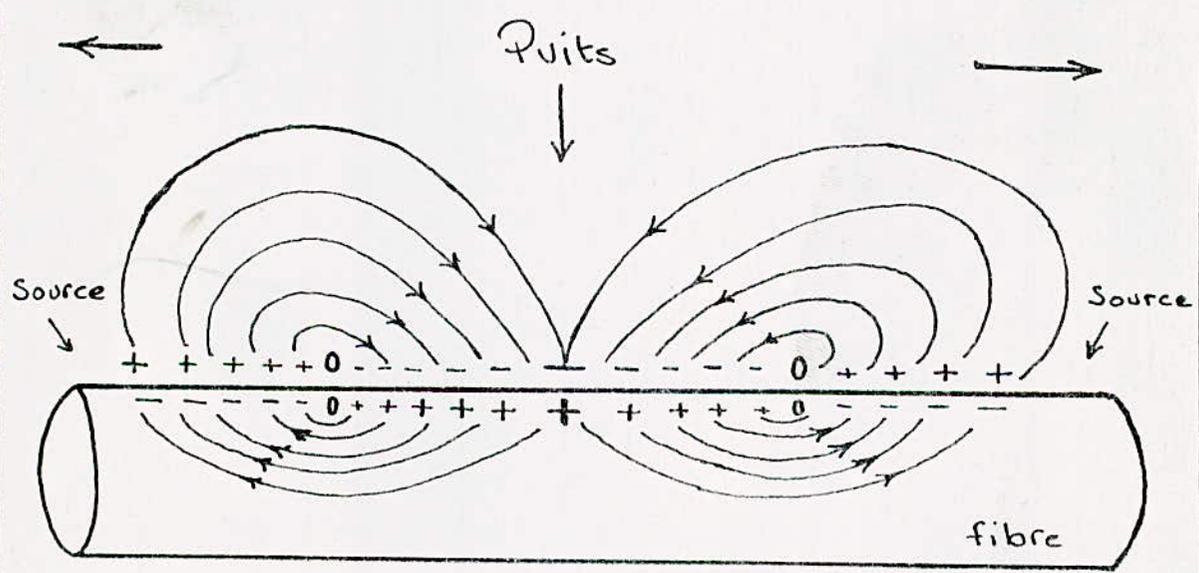


fig I-1: Potentiels locaux et potentiel d'action d'une fibre nerveuse d'un mammifère.



figI-2: Représentation schématique d'une cellule et de la polarisation membranaire.



figI-3: Lignes de courants créés par une région membranaire excitée et située entre 2 régions adjacentes au repos.



H A P I T R E I I

"ETUDES DES BRUITS"

=====

- 1°) Les perturbations d'origine biologique
- 2°) Les parasites industriels
- 3°) Problèmes préliminaires à l'étage d'entrée
- 4°) Les bruits internes (en provenance des composants)
- 5°) Les problèmes des masses
- 6°) CONCLUSION.

Les phénomènes électriques utiles, ayant valeur de signaux ne doivent pas seulement être amplifiés, transformés, objectives, encore faut-il veiller à les dépouiller au maximum de leur éventuelle surcharge de parasites ou "artéfacts". Ceux-ci sont nombreux et variés comme doivent l'être de ce fait les moyens de défense à mettre en oeuvre.

I - Les perturbations d'origine biologique

De nombreux artéfacts viennent du sujet, de la préparation même où ils naissent au niveau de l'élément étudié ou d'autres points voisins créant ainsi des potentiels locaux qui se superposent au potentiel d'action. De plus pour que la différentiabilité joue bien son rôle, il faut que les résistances de contact des deux électrodes soient du même ordre de grandeur, sinon les signaux parasites, en phase et égaux, vont y être inégalement atténués, perdant ainsi leur égalité et devenant alors susceptibles d'amplification.

Enfin, la mesure des potentiels bio-électriques incorpore, inévitablement celle des tensions parasites apparaissant à la jonction électrode - liquide biologique ; dues en particulier aux phénomènes de polarisation, le seul moyen de réduire et de pouvoir compenser celle-ci consiste à recourir aux électrodes dites "impolarisables".

II - Les parasites industriels

Ce sont les ronflements et autres interférences limitant l'enregistrement des signaux de faible amplitude.

Les plus courants ou les plus familières de ceux-ci se présentent sous forme de tensions à la face du réseau superposées au signal utile. En ce qui concerne leur amplitudes, elle peut valoir une fonction de volts et relever alors de l'étage d'entrée proprement dit, ou bien dépasser largement le volt et subir, comme nous le verrons plus loin, une action des protections que nous envisageons ici.

Le parasitage ou ronflement est dans le sens le plus restreint du terme, la fréquence de base du secteur (50, 60 ou 40 Hz) et sa seconde et peut être même la plus grande des harmoniques.

Le parasitage est en général réduit de 2 manières à la source en limitant son étendue, et au niveau des appareils d'enregistrement en les protégeant des effets de ce ronflement, mais cette protection n'est jamais parfaite, et ne fait que le réduire, donc il est nécessaire de déterminer exactement la contribution de chaque source de parasites de la formation de son amplitude finale de l'appareil d'enregistrement.

a) Le ronflement interne n'est pas affecté par le changement de la position de l'appareil et persiste même en déconnectant l'entrée. Il est dû au mauvais filtrage de la tension d'alimentation (50 Hz pour le monoalternance et 100 Hz pour le bialternance), aux bruissements du champ du transfo. du secteur (50 ou 100 Hz), aux oscillations mécaniques des lames mal ajustées du noyaux du transformateur (100 Hz)

b) Le parasitage statique à une fréquence de 50 Hz et le magnétique 50, 100, 150, 300 Hz. L'importance du premier dépend de l'intensité du champ électro-statique (pour une même distance de la source de perturbation, il est proportionnel à la tension). Ainsi les plus importantes sources de parasitage statique sont les lignes H.T

les transfo H.T, les appareils à rayons X, les lampes à néon etc...

En gardant la source des perturbations à la même distance l'importance du parasitage magnétique est proportionnelle au courant et à longueur du conducteur. Les principales sources sont les équipements à grande puissance électrique pour de basses tensions (**grande largeur** d'accumulateur, fours électriques, grand moteur etc.)

Après avoir déterminé la source des parasites et leur propagation (pour un champ électrique ou magnétique) on les réduit :

1°) à la source : les sources statiques sont blindées les conducteurs sont couverts par un écrou conducteur mis à la terre, et toute la carcasse de l'appareil est mise à la terre.

Les sources magnétiques peuvent être blindées en les couvrant par de solides plaques de fer ou d'alliages soudés, ce qui est peut être lourd, encombrant et assez cher, donc en aliminum souvent l'effet de ces sources en les éloignant et en les orientant convenablement par rapport à l'appareillage.

2°) a/la propagation de tensions perturbatrices le long de lignes du secteur et la prise de terre est réduite les lignes du secteur sont alimentées par des filtres L.C et encastrés dans des tubes de protection mis à la masse, Dans les transfo d'alimentation par le secteur le blindage statique est appliqué en utilisant une plaque de cuivre comme fenêtre entre le primaire et le secondaire (ceci réduit les composantes H.F, les décharges spéciales, les interférences des rayons X etc.) la prise de terre ne doit jamais être chargée par un c't ceci pouvant produire une tension résiduelle agissant comme source d'interférence statique.

b/ Les parties les moins sensibles des appareils sont protégées électriquement. Il faut faire attention à éviter le passage de courant assez grand à travers les couvercles de protection... Ces derniers doivent tous avoir exactement le même potentiel (ce qui se fait en les connectant tous au même point).

Souvent le blindage du sujet et de l'ampli et de ses fils terminaux peut être réalisé en recourant à la construction d'une "cage de Faraday" appropriée. Celle-ci établie par un grillage métallique, de fer ou de cuivre, "capture" en effet les champs électromagnétique (Fe et Cu) et même électrique (Cu). Elle doit être très bien isolée et mise à la terre.

C/Protection magnétique :

En général les tensions induites dans les conducteurs par le champ magnétique du A.C d'une source interférents sont si faibles, qu'une protection magnétique n'est pas nécessaire.

III - PROBLEMES PRELIMINAIRES A L'ETAGE D'ENTREE :

Avant d'aborder les questions relatives au changement d'impédance en entrée, il y a toute une série de précautions à prendre quant à ce qui se présente sous le nom de signal. On ne peut d'ailleurs pas tout régler à ce niveau mais les plus importantes perturbations y sont assez aisément réduites de façon à en minimiser beaucoup les retombées ultérieures.

On a parlé dans le paragraphe précédent de tensions perturbatrices provenant des parasites industriels, il faut noter qu'une caractéristique importante de ces tensions réside dans le fait qu'elles apparaissent souvent en "mode-commun" ce qui fait que leur élimination ultérieure par l'étage d'entrée est un tant soit peu facilitée, dans une marge d'amplitudes toutefois limitée.

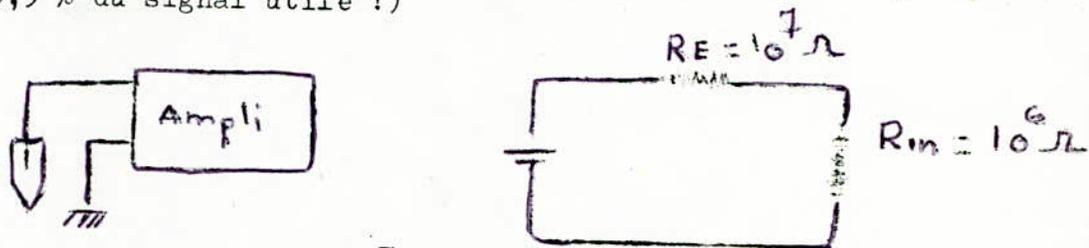
Adaptation micro-électrodes - Ampli.

Les caractéristiques électriques des électrodes nécessitent une adaptation spéciale avec le système d'amplification, auquel elles sont reliées. Une mauvaise adaptation pourrait être causée par :

$R_{in} \ll R_e$ le potentiel mesuré sera
réduit par un facteur : $\frac{R_{in}}{R_{in} + R_e}$

R_{in} : résistance d'entrée de l'ampli
 R_e : " des micro électrodes

En effet, si on recueille une ddp avec des micro-électrodes de $R_e = 1 \text{ M}\Omega$, on a le circuit de la Fig.1 qui forme un diviseur de tension à l'entrée de l'ampli, ne sera que le 1^e de celle recueillie sur la cellule, d'où la nécessité d'utilisation d'un étage d'entrée à grande impédance (ex. : si $R_{in} = 10^4 \text{ M}\Omega$, on aura une amplification de 99,9 % du signal utile !)



- Fig 1 -

Même avec une grande R_{in} , la grande R_e peut causer une considérable augmentation de la constante de temps du circuit d'entrée, qui distordra la forme du signal (le potentiel d'action par exemple).

Soit la constante de temps " t_{in} "

$$C_{in} = R_e (C_e + C_{in})$$

C_e = capacité des u.électrodes

R_e = résistance "

C_{in} = capacité d'entrée

Pour un bon enregistrement du potentiel d'action il est recommandé d'avoir une constante de temps qui n'excède pas les 100 us, comme R_e = constante, on doit alors réduire $(C_e + C_{in})$.

Par exemple, en utilisant des micro-électrodes de $R_e = 10 \text{ M}\Omega$ et pour $t_{in} = 100 \text{ ns}$ on aura $C = C_e + C_{in} = 10 \text{ pF}$

C_e étant égal or le plus optimum des cas à 1 pF/mm d'immersion de l'électrode.

Par suite on est rendu à réduire au maximum la capacité du circuit d'entrée C_{in} .

C_{in} est la résultante de la capacité d'entrée envers la mise à la masse, qui est de quelques centaines de pF, dépendant de la longueur du câble et de la largeur de l'écran central d'isolation. C_s peut être réduite en éliminant les longueurs de liaisons d'entrée et en reliant son écran isolant à la masse.

En résumé on peut dire que C_{in} peut être "complètement" éliminé en utilisant même étage adaptateur suiveur à "gain unité", et en soignant les liaisons à l'entrée.

IV - LES BRUITS INTERNES (EN PROVENANCE DES COMPOSANTS)

Ces bruits sont dus aux fluctuations spontanées qui affectent une tension, un courant ou un champ dans les divers composants utilisés en électronique. On distingue 3 sortes de bruits dus aux mêmes phénomènes : le bruit thermique, le bruit de grenaille qui est le bruit de schottky, le bruit dû à l'effet de scintillation.

Le bruit thermique (ou de Johnson) : dû à l'agitation thermique des e^- dans la partie résidive des matériaux, à une densité spectrale constante (bruit blanc) Il s'exprime par la loi de Nyquist :

$$e_{n1} = \sqrt{4k \cdot t \cdot B \cdot R}$$

K = constante de Boltzman

B = Bande passante

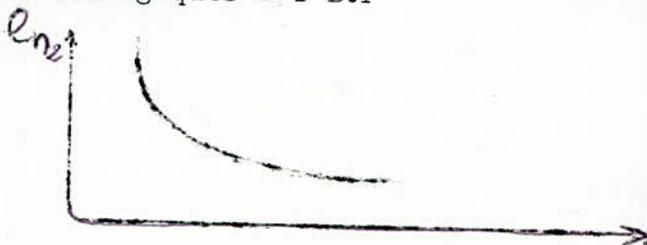
R = résistance équivalente du bruit

T = Temps absolue en °k

Le bruit de Schottky : spécifique aux S.C sa répartition en amplitude en fonction de la fréquence à l'allure de la courbe (fig.II.2) Il en ressort que la zone la plus perturbée se situe justement dans les gammes où on trouve les signaux biologiques à T.B.F

Fig.II-2

Bruit de Fond à B.F
dans un S.C



- Le bruit de "pop corn" ou de scintillement : rencontré particulièrement dans les circuits intégrés monolithiques, pour lesquels le facteur de bruit peut être de 2 à 8 dB .

Le bruit global sera donné par :

$$e_n = \sqrt{(e_{n1})^2 + (e_{n2})^2 + (e_{n3})^2}$$

Pour les circuits intégrés, on trouve des valeurs en général supérieures, vers 100 nV/VHz.

Facteur de bruit : Il est défini par le rapport entre la puissance de bruit disponible réellement à la sortie de l'ampli et la puissance du bruit disponible que l'on trouverait à la sortie si la seule source de bruit était l'impédance interne de la source :

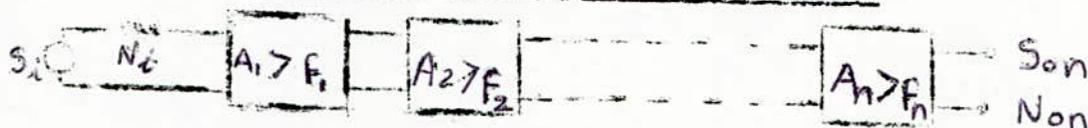
$$F = N_{out} / G N_{in}$$

Cette définition représente la dégradation du rapport (S/N) pendant la traversée de l'ampli $F = \frac{S/N \text{ ampli sans bruit}}{S/N \text{ ampli réel}}$

Caractéristiques de F : F dépend de :

- L'impédance de la source
- La condition d'adaptation entre source et amplificateur
- L'impédance de charge de l'amplificateur
- la température de l'amplificateur

Facteur de bruit de plusieurs étages en cascade



L'ensemble générateur + 1er amplificateur fournit une puissance de bruit tel que :

$$: N_{01} = F_1 A_1 K T \Delta f$$

Cet ensemble se comporte comme source pour le second étage, on aura le bruit de la source amplifié par A_2 et le bruit propre à l'étage :

$$: (F_2 - 1) K T \Delta f$$

$$\text{d'où } N_{03} = F_1 A_2 K T \Delta f + (F_2 - 1) A_2 K T \Delta f \quad (1)$$

$$\text{donc } N_{1,2} = F_{1,2} A_1 A_2 K T \Delta f \quad (2)$$

$F_{1,2}$ = Facteur de bruit de l'ensemble dans l'étage.

Par suite (1) et (2)
$$F_{1,2} = \frac{F_2 - 1}{A_1}$$

De même pour 3 amplificateur on aura :

$$F_{1,2,3} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2}$$

On voit dans ces relations que le facteur de bruit du premier étage est prépondérant du point de vue, sensibilité. On dit que le bruit du premier étage masque les bruits des étages suivants, d'où le traitement privilégié qu'en consacre à celui-ci, pour que la taille du bruit ne gêne en rien les performances des mesures électrophysiologiques nécessaires

V - LES PROBLEMES DES MASSES

1 - Influence des résistances propres des lignes de masse

Tout montage relié à une ligne de masse fait passer dans la faible, mais bien réelle - résistance de celle-ci un courant. Si celui-ci est variable, il causera des petites variations de tension qu'une autre partie du montage recueillera éventuellement comme un signal.

Prenons l'exemple de la fig. II-3 si en plus la masse inférieure dessert un voyant qui clique (au rythme de la réponse du nerf) qu'amplifie l'ensemble si on prend le courant absorbé pour cet allumage de 0,1 A

- La longueur "L" de la ligne de masse inférieure : 15 cm
- La longueur de 4 mm
- son épaisseur e de 35 μ
- La résistivité ρ du cuivre est de $1,6 \cdot 10^{-9} \Omega/m$

Evaluons la résistance de cette ligne :

$$R = \frac{L}{l.e} = 1,6 \cdot 10^8 \frac{0,15}{4 \cdot 10 \times 3,5 \cdot 10^5} = 0,017 \Omega$$

La chute de tension causée dans la ligne par le courant de la lampe sera : $\Delta V = RI = 0,1 \times 0,017$

$$V = 1,7 \text{ mV}$$

Ce qui est de l'ordre du signal recueilli. La sus dit phénomène viendra donc se superposer au signal utile puisqu'il n'affecte que l'entrée B1 et ne peut donc être éliminer en tant que mode commun.

Il suffit alors de séparer les trajets des masses susceptibles de réagir les uns sur les autres. On obtiendra par exemple le schéma de la fig. II.4 où les conducteurs de masse se présentent dans une structure étoilée. Le point de réunion, pour une carte de circuit imprimé se fera aussi près que possible du connecteur de sortie.

Au stade suivant, qui est celui de l'ensemble de carte ou de tiroirs de fonctions, on renouvellera le processus.

2 - Masses bouclées et induction :

L'ennui n'est pas seulement dans l'application de la loi aux masses, il inclut aussi la loi de LENZ. Tout composant tel qu'un transformateur où même un fil d'amenée du secteur rayonne un certain champ magnétique parasite. Si ce champ périodique traverse une bouche conductrice, il y introduit une fem.

Il faut éviter en principe les "boucles" sur les circuits de masses. De telles boucles se forment lorsque l'on multiplie des mises à la masse en parallèle (voir fig. II-5) ; On les évite en ne les réalisant qu'en série.

Exemple :

Sur un circuit imprimé la masse entoure un amplificateur modulaire en lui laissant une surface libre de 3 x 3 cm. A côté de cette zone, un transformateur d'alimentation rayonne un champ $B = 12 \cdot 10^{-3} \text{ T}$
 $f = 50 \text{ Hz}$

Le flux dans la surface concerné vaut

$$\Phi = B.S = (1,2 \cdot 10^{-3} \sin 100 \pi t) \times 9,10^{-4}$$

$$\Phi = 1,08 \cdot 10^{-6} \sin 100 \pi t$$

La fem induite seront donc

$$e = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -1,08 \times 10^{-6} \times 100 \pi \cos 100 \pi t$$

$$e \approx -3,5 \cdot 10^{-4} \cos 100 \pi t \text{ (V)}$$

Crête à crête, cette fem introduit donc 0,7 mV dans la boucle de masse.

VI - CONCLUSION

En fait, figoler les défenses contre ces parasites revient un peu à se détourner des véritables remèdes, car la liste des ennuis que peut provoquer un montage ne s'arrête en fait par là, et leur apparition même dépend le plus souvent de l'existence, comme il a été cité précédemment, et de la disposition des masses, blindage et proximité d'éléments perturbants, comme les capacités entre conducteur et d'inductances de circuit qui font de belles boucles résonnantes s'accordant sur le plus proche émetteur de radiodiffusion. Il y en a encore et encore beaucoup d'autres dont il serait prétentieux de vouloir prévoir les interventions.

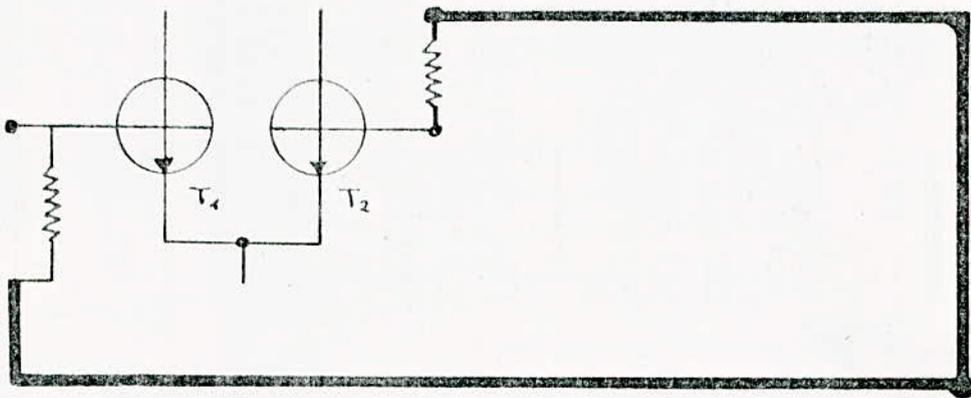


fig II,3: Mauvaise implantation de masse en circuit imprimé

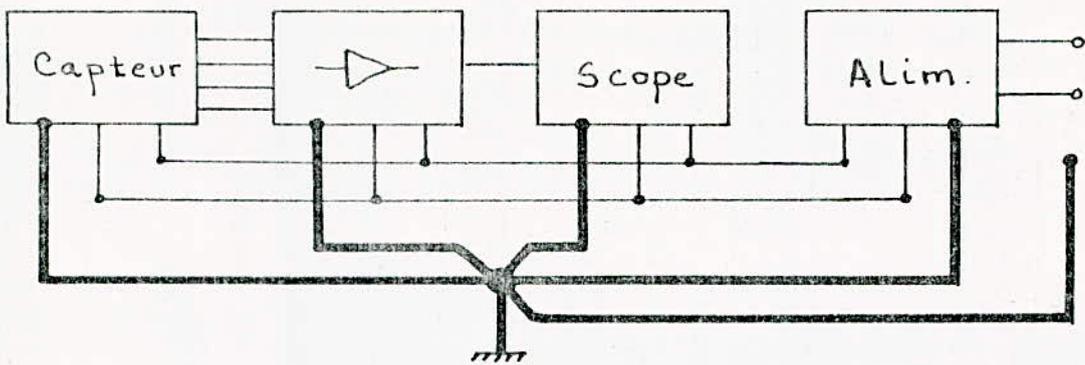


fig II,4: Schéma théorique d'une distribution de masse correcte

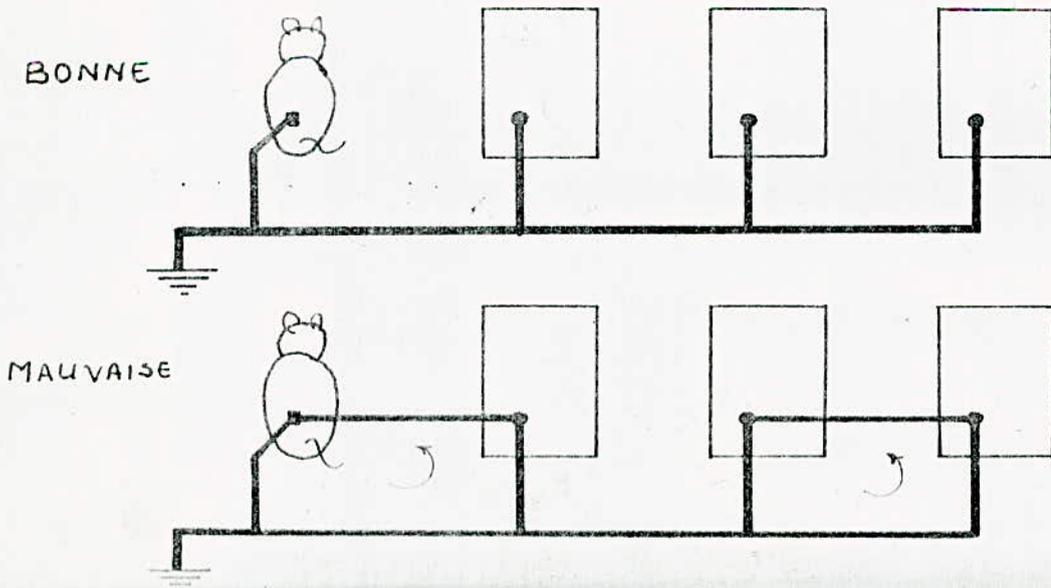
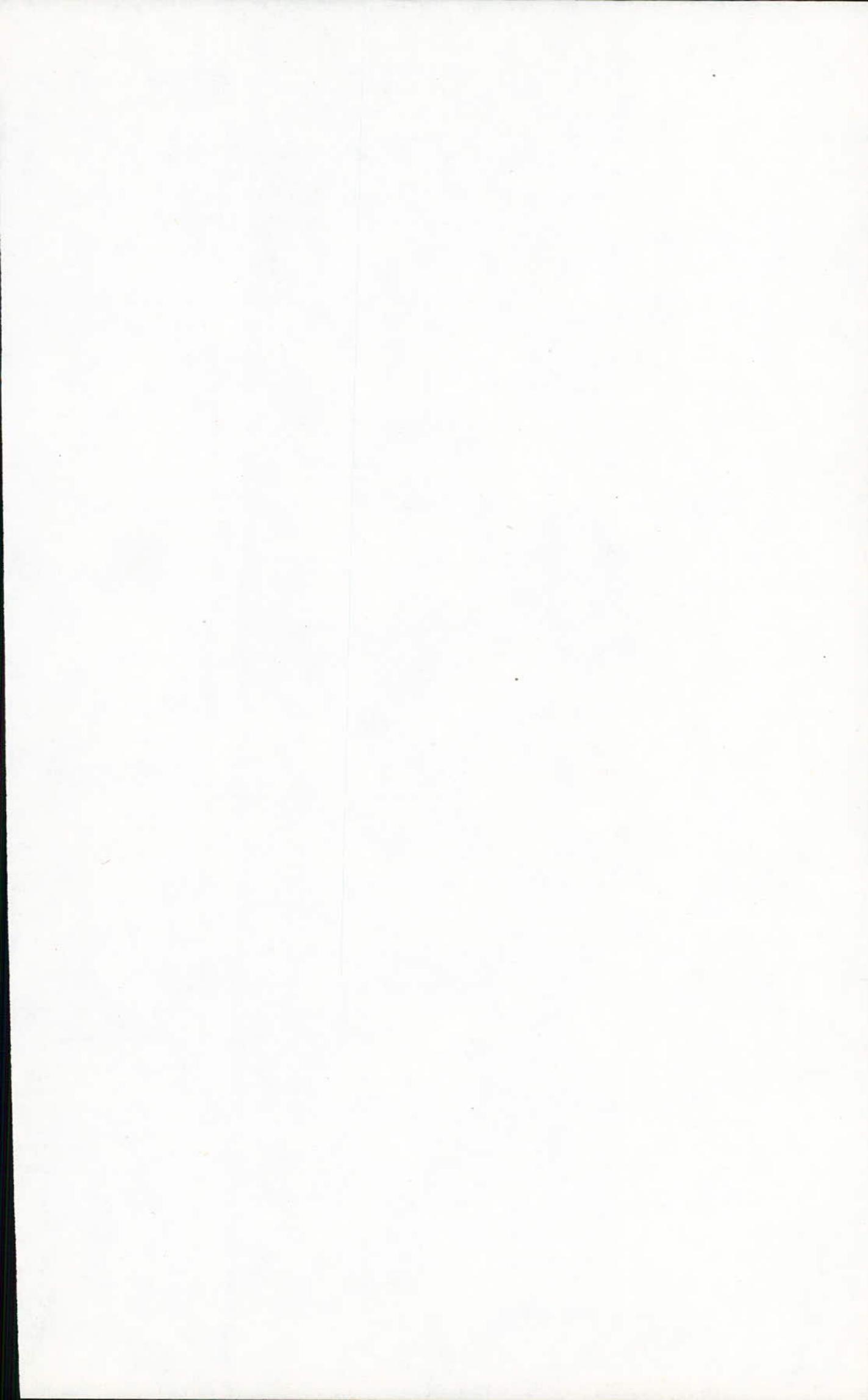


fig II,5: Différentes mises à la masse.

En résumé, en présentera le tableau suivant récapitulant les principaux parasites rencontrés et leurs remèdes :

SOUVERS DES PARASITES <i>Source</i>	FREQUENCE	REMEDES
Secteur	50 Hz	<ul style="list-style-type: none"> - Bon blindage des électrodes et de l'amplificateur. - Circuit de masse bien étudié - Alimentation isolée et régulé - Transformateur munie d'un écran
Signaux radio-fréquence	100 KHz	<ul style="list-style-type: none"> - Utilisateur d'un bon filtre passe-bas
Ondulation alimentation.	100 Hz	<ul style="list-style-type: none"> - améliorer le filtrage au niveau de l'ALS
Ronflement extérieur	10 à 300 Hz	<ul style="list-style-type: none"> - éliminer du voisinage proche de l'amplificateur toute source de champ électromagnétique et électrostatique.
Circuit imprimé	0,1 à 100 Hz	<ul style="list-style-type: none"> - Utilisation de circuit performant - nettoyage soigné des circuit
Problèmes d'adaptation		<ul style="list-style-type: none"> - diminution de la capacité d'entrée. - Impédance d'entrée élevée - Bon choix des électrodes
Artéfacts biologiques	0 à 400 Hz	<ul style="list-style-type: none"> - Electrodes de mesure identiques. - Utilisation des électrodes dites "impolarisables".



H A P I T R E I I I

"LES TECHNIQUES ET METHODES EN ELECTROPHYSIOLOGIE"

A - Etude du filtrage

- 1° - Détermination des filtres
- 2° - Principaux paramètres d'un filtre
- 3° - Etude du parasitage secteur et ses filtres
- 4° - Détermination des coupures de fréquences

B - Chaine d'acquisition analogique d'un signal physiologique

- 1° - Les électrodes de captation
- 2° - La stimulation
- 3° - Les étages d'amplification
- 4° - Le filtrage
- 5° - L'enregistrement

C - Traitement et exploitation de données

A - ETUDE DU FILTRAGE

Tout signal électrique est toujours entaché de parasites d'origines très variées. On en a présenté une récapitulation au chapitre précédent. Le plus simple mode d'approche consiste d'abord à définir ce que l'on souhaite obtenir concernant le signal utile. On le fait en délimitant les zones de fréquence dans lesquelles le dit signal possède des composantes.

1°) détermination des filtres :

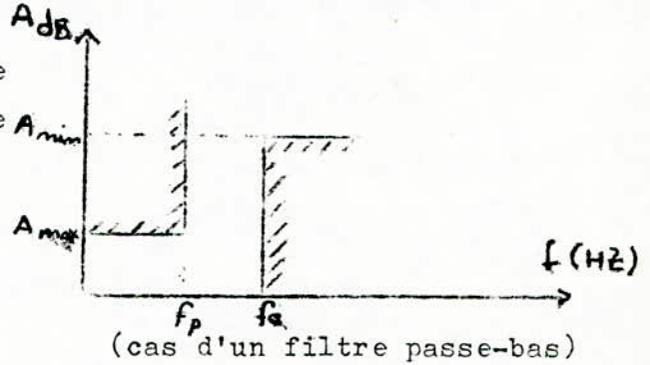
Les filtres sont mis au point pour la nette amélioration du rapport (S/N). Comme l'indique la fig.III-1, dans le domaine des BF, les filtres actifs sont plus indispensables, et vu que c'est le domaine de notre travail, on a opté pour ce type de filtres.

1°) Principaux paramètres d'un filtre :

- f_c : fréquence de coupure à 3 dB (fréquence centrale (f_0))
- gain, bande passante, coefficient surtension
- Gabarit, dans lequel se situera la courbe d'affaiblissement, il est défini par :

- A_{max} : atténuation maximale en bande
- A_{min} : atténuation minimale en bande
- f_a : 1ere fréquence atténuée
- f_p : dernière fréquence passante

$k = \frac{f_a}{f_p} = \text{selectivité}$



Et pour que le graphe de la fonction de transfert s'inscrive à l'intérieur du gabarit imposé plusieurs fonctions d'approximations peuvent être utilisées telles que celles de Butter-worth, Achebycheff, Bessel (voir fig III-2). Pour déterminer la bande passante d'un filtre, il faut prendre en considérations toutes les perturbations dont on doit se protéger, et essentiellement du parasite secteur (50 Hz) qui lui affecte l'intérieur de la bande utile.

3°) Etude du parasitage secteur et ses filtres

Comme il a été déjà vu, le secteur introduit des signaux indésirables qui se superposent au signal utile, pour les éliminer, on a pensé au filtre coupe-bande (ou rejecteur de bande) qui atténue fortement le signal parasite sous une bande très étroite autour du 50 Hz. Mais hélas ! ce système n'a même pas l'avantage de la facilité, en dehors des autres inconvénients qu'il apporte. En effet un tel circuit nécessite des composants de grande précision ($\pm 1\%$) avec d'éventuels ajustement.

En plus, il est très difficile d'avoir un bon réglage car avec tous les problèmes causés par la stabilité du filtre, il y a aussi la fluctuation du secteur qui est de $\pm 4\%$, ce qui fait qu'une partie considérable du signal utile est éliminée pour des avantages assez médiocres.

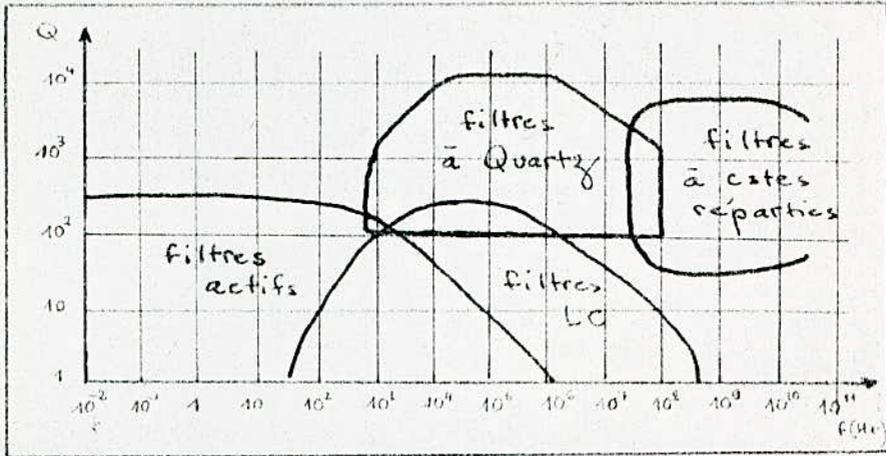


fig III-1: Domaine d'utilisation des principaux filtres (Q : coeff^t de surtension)

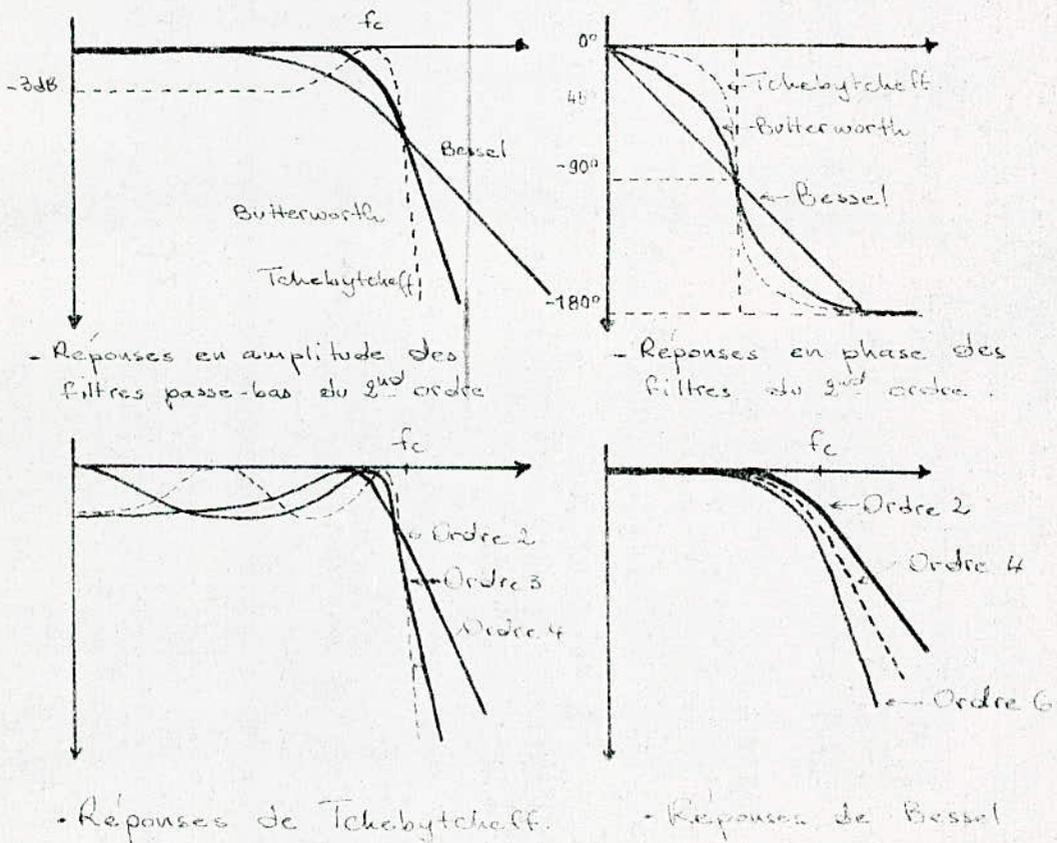


fig III-2

A titre d'exemple, on illustre par la fig. III-3 les déformations apportées par un coupe-bande à un signal rectangulaire périodique de 10 Hz de fréquence de récurrence : $f_c = 50$ Hz, on note effectivement une altération intolérable.

En conclusion, l'argument consistant à présenter comme un peu de perfectionnement louable un rejecteur 50 Hz n'a guère de valeur lorsqu'on veut obtenir une reproduction Hi-Fi des signaux biologiques.

4°) Détermination des coupures de fréquences hautes et basses

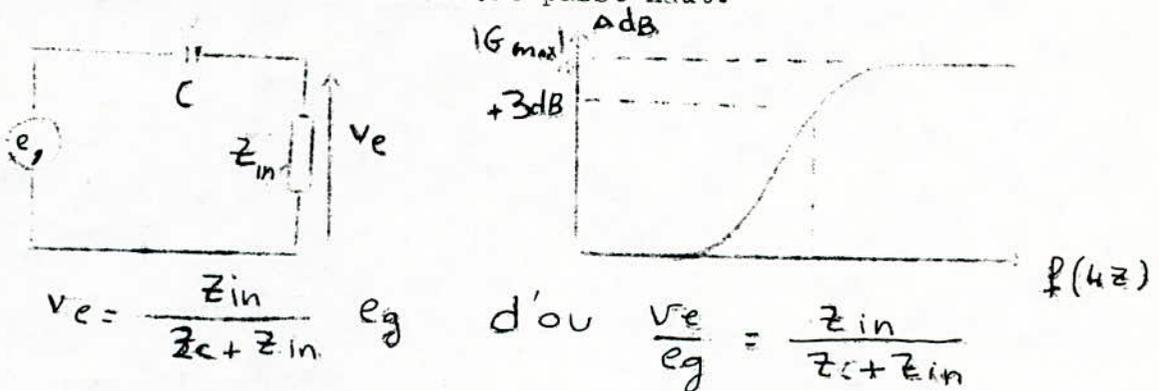
Il s'agit maintenant de bien définir ce que l'on souhaite obtenir concernant le signal utile, en définissant les limites en fréquences haute et basse, sachant que notre signal à une bande allant de 10 Hz à 2 KHz.

- Limite inférieure en fréquence :

Une composante continue appliqués à l'entrée des étages d'amplification peut les bloquer ou les détruire. Donc le signal doit être séparé de sa composante continue ainsi que les T.B.F, cela pouvant se faire par un condensateur ou un transformateur qui constituent une barrière infranchissable pour le continu.

En général, l'utilisation de liaison par condensateur est de loin la meilleure, elle permet de transmettre fidèlement les variations les plus lentes.

Le condensateur de liaison associé à l'impédance d'entrée de l'amplificateur constituent un filtre passe-haut.



- Limite supérieure en fréquence

Un filtre passe-bas doit nous atténuer toutes les fréquences supérieurs à 2 KHz, il doit avoir des performances stables dans le temps et en fonction de la température, il doit être de faible sensibilité, facile à régler, compostant le minimum de composants. D'où le choix du filtre.

Afin de permettre un choix aisé du type de filtre à utiliser, une étude comparative des différentes types de réponses sera faite.

Du faite que la réponse exigée doit être plate élimine déjà les filtres avec ondulation tels que ceux de Techebytcheff et Cauer, la raideur de l'atténuation elle, nous oriente vers ceux de Butterworth, mais leurs transitoires les remettent en cause. Reste alors les filtres de Bessel qui ont aussi la particularité de présenter une phrase proportionnelle à la fréquence et des réponses impulsionsnelles remarquables.

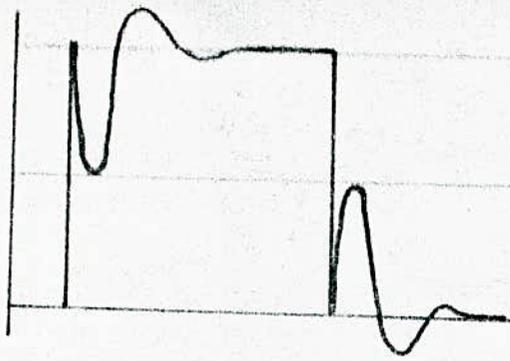


Fig III-3 - Déformations apportées par un réjecteur sur un signal carré

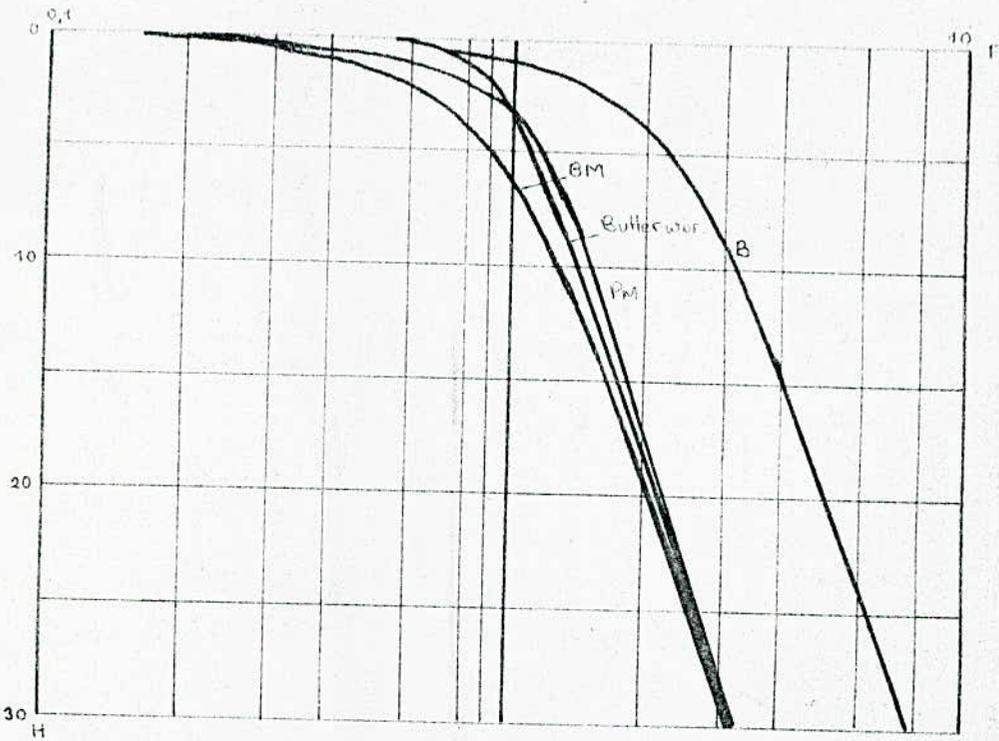
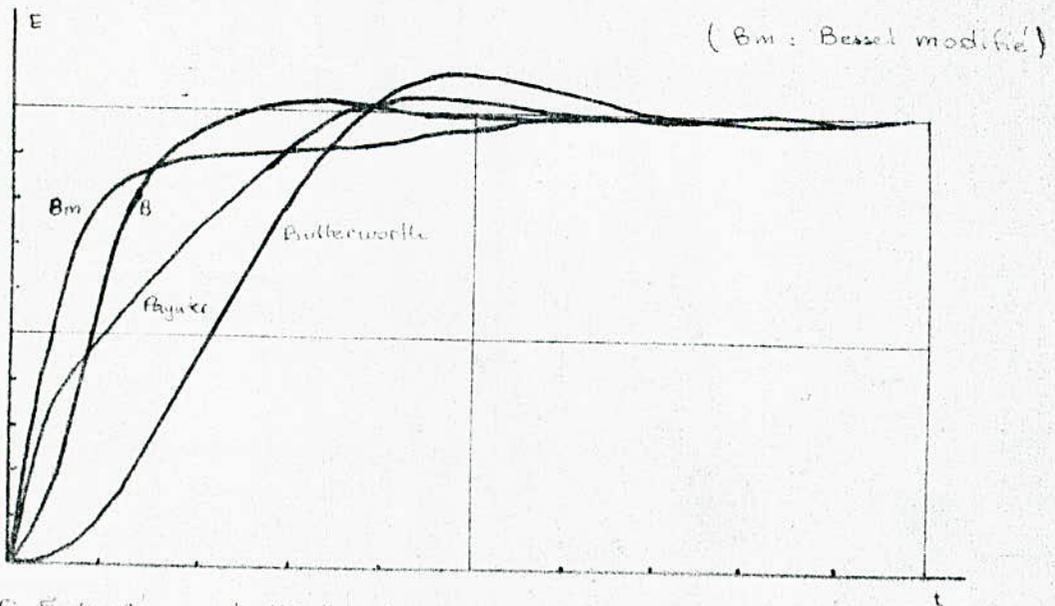


fig III-5 - Réponses en amplitude de divers passe bas d'ordre 3



(Bm : Bessel modifié)

fig III-4 - Réponses indicielles de divers passe bas d'ordre 3

D'après la fig.III-4, on voit que le rebondissement est très réduit par rapport à ceux de Butterworth malheureusement l'efficacité du réseau à atténuer les fréquences indésirables l'est aussi (Fig III-5).

On résout ce compromis, en considérant les fonctions de Bessel modifiées, moyennant une transformation sur les coefficients, on obtient des réponses en amplitudes de bonne performance (fig.III-4 & 5).

Un autre critère de choix serait, la série de réponses à des créneaux de certains filtres (fig.III-6).

Il suffit en fin de compte de prendre une fonction de Bessel d'ordre 3 qui donne de très intéressantes réponses aux transitoires, l'atténuation portée aux signaux à affaiblir y est et sa réalisation est relativement simple.

- Synthèse du filtre(passe bas)

on a pris un filtre de Bessel d'ordre 3 réalisé à partir de la mise en cascade d'un filtre du second ordre de SALLEN-KEY, et d'une cellule R-C, dont voici la fonction de transfert :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + 0,43 p) (1 + 0,569p + 0,15 p^2)}$$

Voir schéma électrique fig. II-7

Coefficients de Bessel modifiés :

$$q = 0,66$$

$$m_1 = 0,235$$

$$m_2 = 0,43$$

B - Chaîne d'acquisition analogique d'un signal physiologique (fig.III-8)

Différentes méthodes sont utilisées dans l'étude des cellules vivantes (excitables), et qui sont d'ailleurs aussi valables pour l'étude de toute cellule en générale... Mais les techniques les plus appropriées à l'étude des cellules excitables, consiste en la mesure des rapides manifestations électriques de celle-la, comme suit :

Stimulation des tissus et enregistrement des ddp entre différents points du tissu même, des cellules ou des fibres par des capteurs, amplificateurs, et filtres.

L'étape suivante sera, l'analyse c'est-à-dire le traitement par ordinateur des infos recueillies.

1°) Les électrodes de captation

Les bioélectrodes sont des systèmes qui transforment les phénomènes biochimiques et physiologiques en courant électrique ou inversement, elles peuvent générer quelques phénomènes à partir de courants électriques.

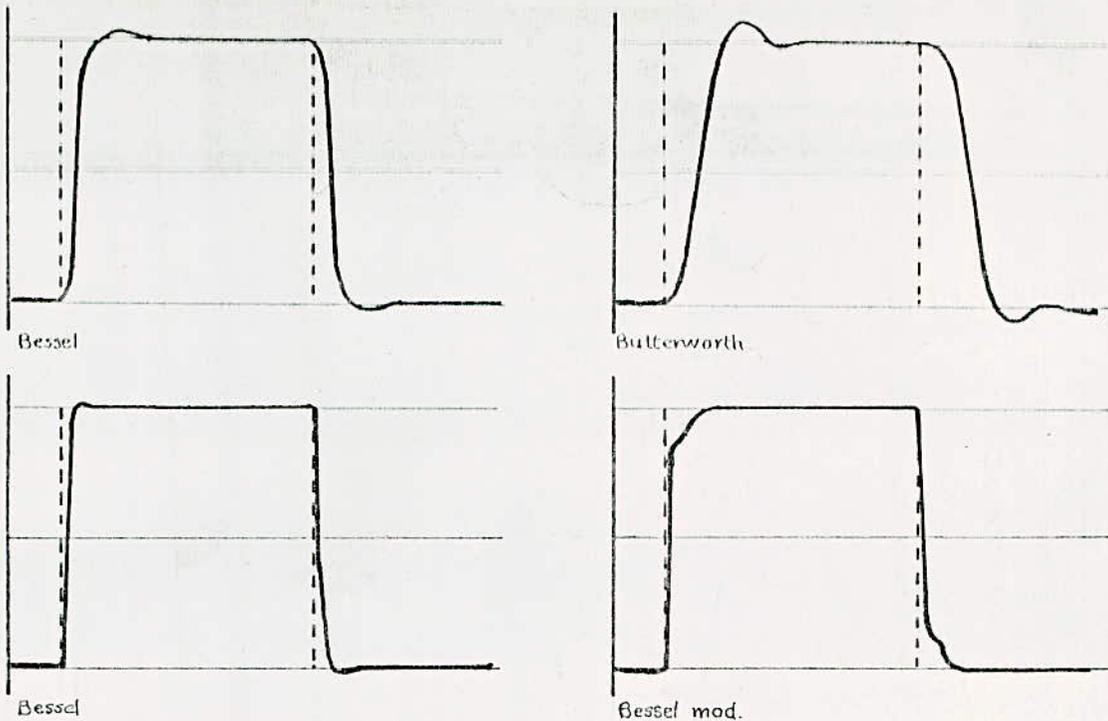
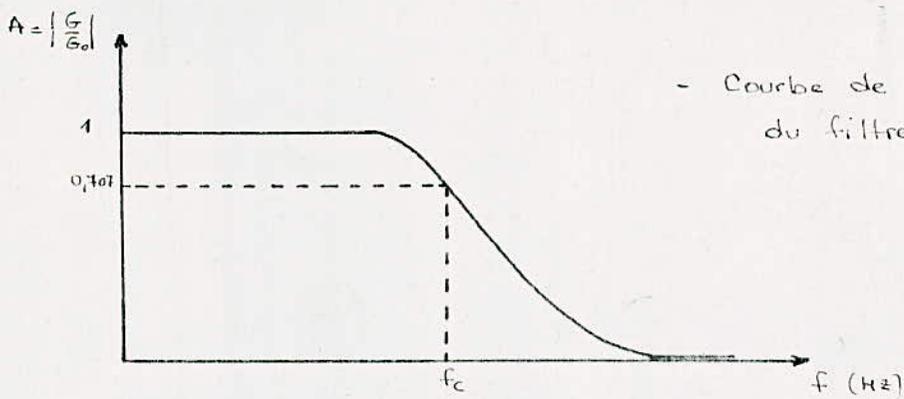
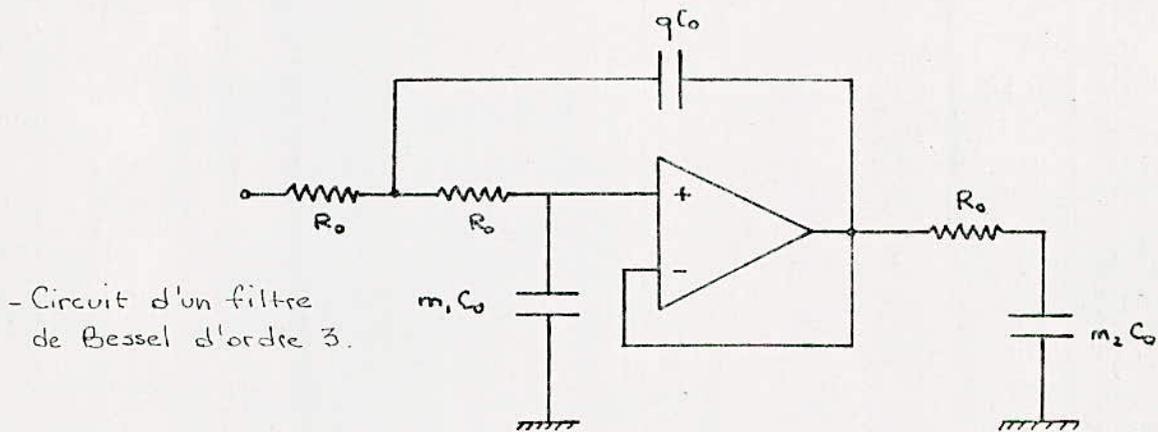


fig III-6: Réponses de divers filtres à une suite de créneaux



- Courbe de réponse du filtre. (p.h)

fig III - 7 :

(cas de "la stimulation" qu'on verra ultérieurement..). L'unique fonction d'une électrode est de transférer les charges entre les solutions ioniques et le métal conducteur, donc cette électrode doit être impolarisable. En plus pour les manipulations sur les cellules du système nerveux on a tout intérêt à avoir des électrodes à pointes très fines (de l'ordre de 0,5 μ m) pouvant pénétrer la membrane cellulaire sans y causer aucun dommage.

Deux types d'électrodes sont utilisés :

- Les électrodes capillaires en verre, sous forme de pipette remplie d'une solution. Le diamètre de la pointe est de 0,1 à 1 μ m, et de résistances très grand allant de 5 à 40 M Ω .

- Electrodes à fil métallique (Ag ou Pt) isolé à part une surface de 1 à 1000 μ m² sur la pointe destinées à relever les potentiels à l'extérieur des cellules.

2°) La stimulation : Fig. III-9

Le but de la stimulation est généralement de produire un changement dans le processus vital des tissus ex : Excitation locale ou propagée dans les tissus excitables. Elle se fait à l'aide d'électrodes analogues à celles de la captation. La plus simple façon d'avoir des impulsions de stimulation serait une batterie et un interrupteur, ou le courant décharge d'une capacité, mais de nos jours, on utilise plus souvent des générateurs d'impulsions (carrées) d'amplitude, de durée.

3°) Les étages d'amplification :

Les ddp mesurées donc les recherches sur les activités des cellules excitables varient en amplitude entre 20 μ V à 0,1 V. Donc le niveau du signal issu des capteurs étant très faible, pour qu'il soit convenablement enregistré, il doit alors subir une amplification. Cette dernière étant exécutée par différents étage, remplissant certains exigences qui leurs sont spécifiques :

a) Etage d'entrée :

Cet étage ne doit en aucun cas affecter l'état du substrat, et surtout ne pas fournir ou prendre de l'énergie à ce dernier.

Il ne doit pas introduire de distorsions ce qui veut dire qu'aucune composante fréquentielle ne doit être altérée ou accentuée, et aucune tension ne correspondant pas au signal utile ne doit être transmise.

Il doit amplifier la puissance du signal d'entrée.

b) l'étage intermédiaire :

Les caractéristiques exigées de cet étage sont beaucoup plus souples :

- Ainsi une transmission sans distorsion
- grande amplification en tension

c) Etage de sortie :

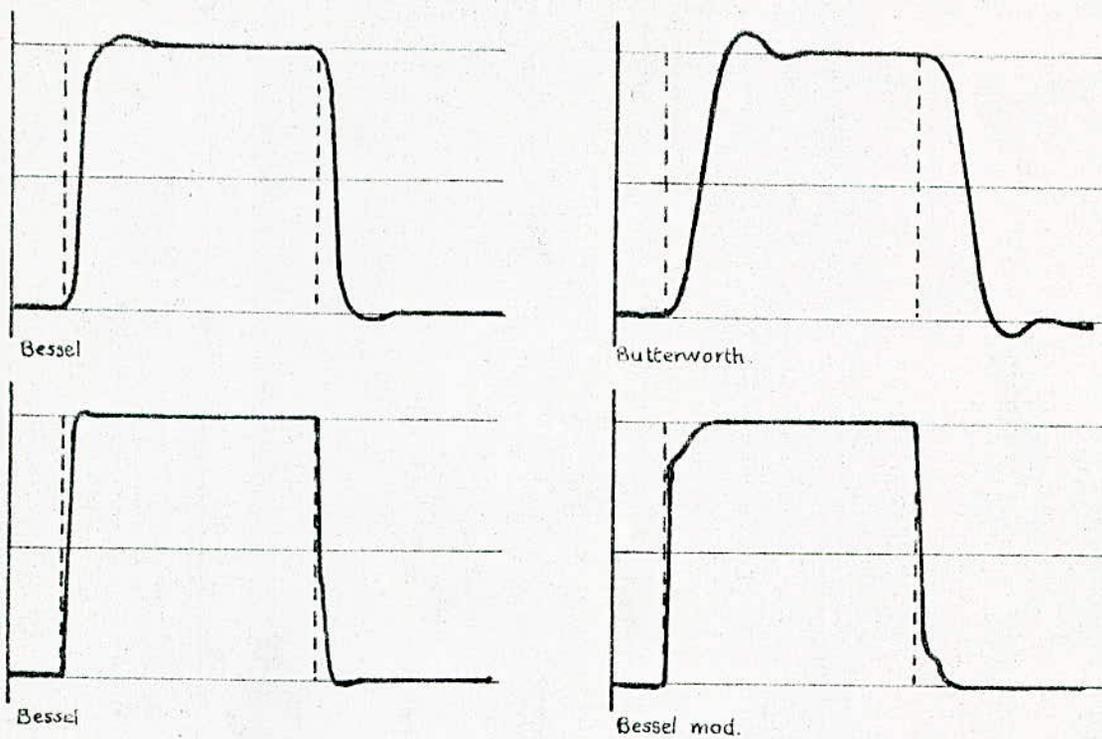
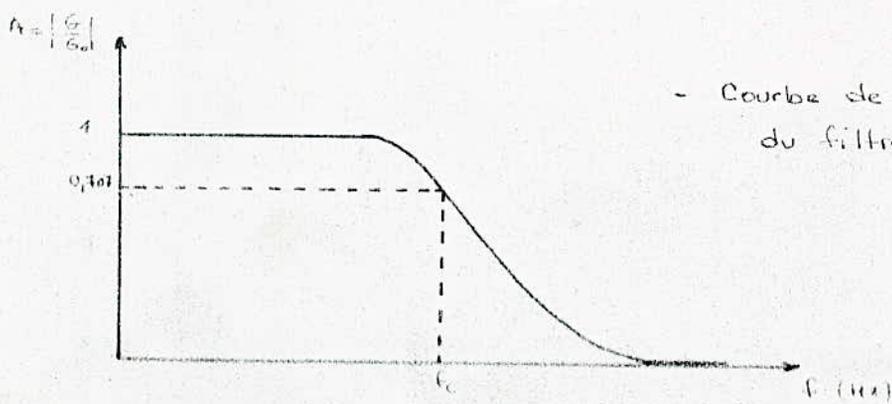
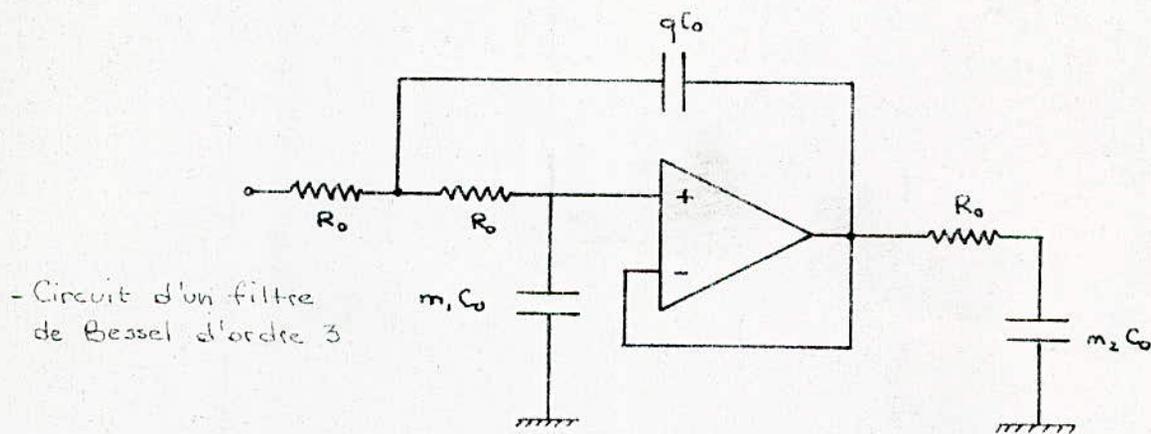


fig III-6: Réponses de divers filtres à une suite de crêteaux



- Courbe de réponse du filtre (p.h)

fig III - 7

- Il doit achever l'amplification (en tension ou en puissance)
- Il doit compenser les distorsions occasionnées par les systèmes d'enregistrement.
- Une caractéristique essentielle est sa robustesse électrique c'est à dire que la partie susceptible de débiter du courant ne doit pas souffrir, lors d'une éventuelle surintensité par court circuit.

4°) Filtrage :

Chaque phénomène bioélectrique est limité par des fréquences extrêmes qui lui confère une certaine bande passante caractéristique.

- Fréquence de coupure haute : nous limitant les distorsions dans le domaine des "H.F" ; par exemple l'élimination des radiofréquences, exécutée par un passe bas.

- Fréquence de coupure basse : qui élimine les bruits de T.B.F, affectant les composantes lentes du signal utile.

- Bande passante : déterminée par les deux fréquences de coupures haute et basse, contribue à l'amélioration du rapport (S/N).

Notons toutefois que pour une chaîne d'acquisition d'un signal bioélectrique, le filtrage est essentiel et indispensable, car ce signal est très faible et est recueilli à travers des sources de bruits. Pour cela on a consacré tout le paragraphe "A" de ce chapitre à cette fonction de filtrage si importante.

5°) L'enregistrement :

Le système d'enregistrement est le dernier étage d'une chaîne de mesure électrophysiologique. Il transforme en général de l'énergie électrique en énergie mécanique. L'appareil d'enregistrement est surtout caractérisé par sa sensibilité, sa fréquence caractéristique, ainsi que la stabilité de sa déflexion.

On note parmi les plus usuels appareils d'enregistrement :

- L'oscilloscope cathodique (visualisation) qui peut être accompagné d'un système photographique.
- Appareil : lecture directe sur cadran
- Enregistreur en bande magnétique
- Enregistrement graphique à encre sur papier

II - Traitement et exploitation de données :

Les techniques du traitement de l'information dans le domaine neurologique ont vu dernièrement un développement plus rapide que leurs applications cliniques. Le système qu'un utilisateur peut envisager serait un petit analyseur relié à l'amplificateur suivi d'un enregistreur sur bande des données, qui seront transférés au centre de traitement informatique, on en mini-ordinateur local.

On peut procéder à différents types de traitement des signaux obtenus :

1°) Mesure simple d'un potentiel en un point et en un instant :

Dans certains cas, rares, on s'intéresse seulement à la mesure à la mesure d'un potentiel sans chercher à suivre son évolution dans le temps.

2°) Evolution du potentiel en un point : c'est l'évolution dans le temps du potentiel en un point qui est étudiée.

3°) Objectivation des signaux : après l'amplification l'objectivation des signaux se fait généralement pour leur visualisation sous forme d'observation directe (oscilloscope) ou d'enregistrement graphique (sur papier ou autre).

4°) transformation et comptage : Le comptage automatique de signaux et parfois utile, par exemple pour des potentiels d'action de cellule. Il suppose généralement d'abord la transformation du signal élémentaire en une impulsion rectangulaire de durée et d'amplitude constante à partir de la on peut recourir à une simple intégration puis comptage.

Les ordinateurs commencent à être de plus en plus utilisés en électrophysiologie. Fondamentalement l'utilisation des ordinateurs peut être divisée comme suit :

a - Dans les applications dans lesquelles, il est destiné à des tâches d'évaluation des résultats des expériences donc il ne fera pas partie de la chaîne de mesure, mais ne viendra qu'en bout de celle-ci (off-Line).

b - Il est aussi possible de faire toute une procédure expérimentale sur des résultats donnés par ordinateur. Ici ce dernier est connecté directement de façon à programmer toute l'expérience et à communiquer avec le manipulateur, dans ces cas là on dit que la machine est branchée "On-Line" ou que le traitement de données est fait en temps réel.

-ooOoo- P A R T I E "B" -ooOoo-

=====

C H A P I T R E I V
=====

"REALISATION"

- 1 - Généralités
- 2 - Préamplificateur
- 3 -- Amplificateur
- 4 - Dispositifs de chargement de gain
- 5 -- Calcul et choix des composants
- 6 - Résultats obtenus

1°) Généralités :

Le signal physiologique est très faible et est recueilli à travers des sources de bruit, ces signaux indésirables (bruits) peuvent prendre la forme de tensions du même ordre que le signal utile, et on veut éviter leur amplification en même temps que ce dernier.

L'utilisation d'un amplificateur de différence nous permet d'affirmer que tous les signaux indésirables, qui se présentent en phase ou qui sont communs aux deux bornes d'entrée sont en grande partie rejetés (annulés) à la sortie de l'amplificateur. Cette annulation des signaux communs, est donnée par le rapport de rejection en mode commun, noté par :

$$RRMC = \frac{Ad}{Ac}$$

Ad : gain de mode différentiel

Ac : gain en mode commun

Il est évident que la fonction recherchée est caractérisée par Ad très élevé et par Ac très faible, ce qui correspond à l'utilisation d'un amplificateur différentiel dont le RRMC est très élevé, pour permettre un rejet efficace des signaux communs aux deux bornes d'entrée.

De plus cet amplificateur doit présenter une grande impédance d'entrée de façon à avoir une bonne adaptation en tension. L'utilisation d'un étage différentiel à transistors F.E.T permet l'obtention d'une impédance d'entrée bien élevée mais l'inconvénient est que les 2 FET ne peuvent pas être rigoureusement identiques ce qui entraîne une dérive en tension à l'entrée de l'étage.

Donc il est préférable, facile et moins coûteux d'utiliser des circuits intégrés.

2°) Préamplificateur :

On considère le réseau de la fig.IV-1 où on emploie, en entrée, deux circuits intégrés IC₁ et IC₂ comme étages suiveurs, effectuant une conversion d'impédance, et possédant un gain différentiel alors qu'ils restent au gain unité pour le mode commun.

On calcule son gain :

$$ed = e_2 - e_1 \text{ (A.O. idéaux)}$$

$$e_{AB} = i (R' + R_o + R'')$$

$$i = \frac{ed}{R_o}$$

$$\text{d'où l'on tire} = e_{AB} = ed \left(1 + \frac{R'}{R_o} + \frac{R''}{R_o} \right)$$

Pour que le gain soit différentiel on pose $R' = R''$ en plus pour l'augmenter on doit avoir $R_o < R'$ (quoiqu'il faut le réduire pour améliorer la réjection en mode commun). D'où le choix d'un gain de 10 pour ce préamplificateur.

$$A_{v1} = \left(1 + \frac{2 R'}{R_o} \right) = 10$$

Soient par exemple $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ et $R' = 45 \text{ k}\Omega$

On évalue aussi l'impédance d'entrée Z_e du montage le milieu de R_0 étant un point milieu (masse fictive) l'impédance d'entrée totale sera deux fois celle de l'un des montages suiveurs, considérés comme des non inverseurs :

Impédance d'entrée :

$$Z_{e1} = Z_{ed} \frac{A_0}{1 + R' / (\frac{R_0}{2})}$$

Z_{ed} = impédance d'entrée en mode différentiel.

A_0 = gain en boucle ouverte

comme

$$Z_e = 2 Z_{e1}$$

On aura :

$$Z_e = 2 \times Z_{ed} A_0 \frac{R_0}{R_0 + 2R'}$$

$Z_{ed} \times A_0$ est de l'ordre de 10^{11} , par suite notre impédance d'entrée sera du même ordre c.a.d $10^8 \text{ G}\Omega$, ce qui est largement suffisant.

3° - l'amplificateur : (fig.IV-1)

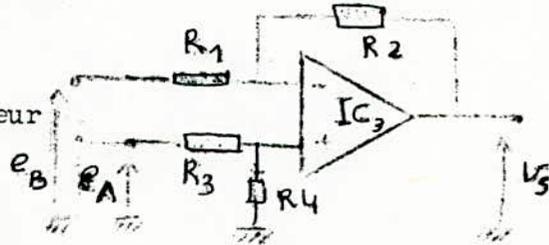
Les signaux issus du préamplificateur sont repris par le réseau de l'amplificateur IC_3 , qui réalise un passage symétrique, dissymétrique assorti d'un gain éventuel :

En superposant les cas

où le montage est en non-inverseur

et en inverseur, on aura :

$$V_S = e_A \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - e_B \frac{R_2}{R_1}$$



Ou pour annuler la dérive en courant, et avoir un RRMC élevé, on pose $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$

d'où
$$V_S = (e_A - e_B) \frac{R_2}{R_1}$$

d'où le gain total

$$A_V = \left(1 + \frac{2R'}{R_0} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

On calcule son taux de rejection en mode commun

RRMC (total) \neq RRMC (ampli) \times gain du 1er étage

comme le RRMC du C.I LF 356 et de 100 dB

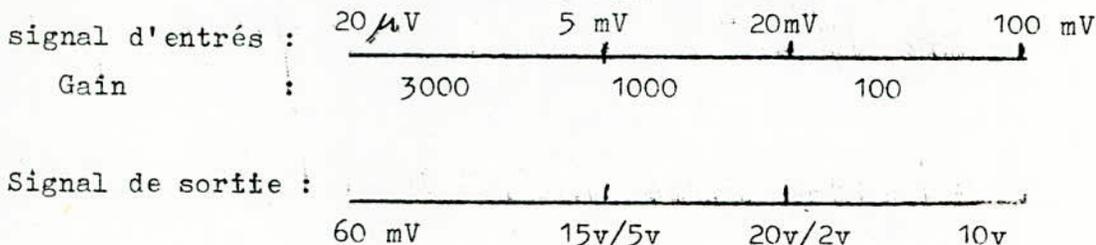
le RRMC (total) = 120 dB

Etant donné que cet amplificateur différentiel doit supporter la tension de mode commun, de plus il amplifie la tension de décalage des étages suiveurs et il est le seul à fournir du gain. Une solution consisterait à donner un faible gain à chacun des étages suiveurs et pouvoir varier celui de l'étage différentiel.

4°) Dispositifs de changement de gain

Au fait ! un signal de 1 mV amplifié par 1000 ne donnera jamais qu'un volt. Mais on peut, entre deux électrodes biologiques, avoir une ddp continu de 50 mV ou allant même jusqu'à 100 mV. Pour pouvoir conserver quelque chose du signal utile, il faudrait disposer d'un amplificateur doté d'une excursion de sortie de 100V ! (car on ne sait pas a priori quel est le sens du décalage). Or les circuits intégrés classiquement employés sont non moins classiquement alimentés avec des tensions de l'ordre de 15v. La sortie du montage se bloquerait donc à ces valeurs.

Notre signal utile varie de 20, V à 100 mV, on établit la fourchette d'amplification, à 3 niveaux de gain, suivante :



a - Dispositif à variation linéaire du gain : (Fig. IV-3)

Ce montage est particulièrement utile en instrumentation, utilisant un AO (A_2) dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur différentiel (A_1), son principal intérêt réside dans le fait qu'il permet une variation continue et linéaire du gain selon la formule :

$$A_V = k \frac{R}{R_5} \quad \text{Si: } k = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

Mais l'avènement d'un circuit intégrés, donc d'un élément actif supplémentaire, au montage, pourrait causer beaucoup de dommages au signal (différents bruits internes, tensions et courants de décalage... etc) pour de maigres avantages.

b - dispositif à gain ajustable : (fig. IV-2)

Ce montage permet de régler le gain en agissant sur le potentiomètre (kR_2), mais d'une manière non linéaire suivant la fonction de transfert :

$$V_S = 2 \left(1 + \frac{1}{k}\right) \frac{R_2}{R_1} (e_2 - e_1)$$

ce qui n'est pas gênant vu qu'on va utiliser un changement de gain par commutateur sur des valeurs fixes.

5°) calcul et choix des composants de l'amplificateur

a - préamplificateur :

$$A_{V_1} = 1 + \frac{2R'}{R_0} = 10 \quad \text{et } R_0 < R' \quad \Rightarrow \quad \frac{R'}{R_0} = 4,5$$

on prend alors

$$\left\{ \begin{array}{l} R' = 47 \text{ K}\Omega \quad (\text{valeur normalisée}) \\ R_0 = 10 \text{ K}\Omega \end{array} \right.$$

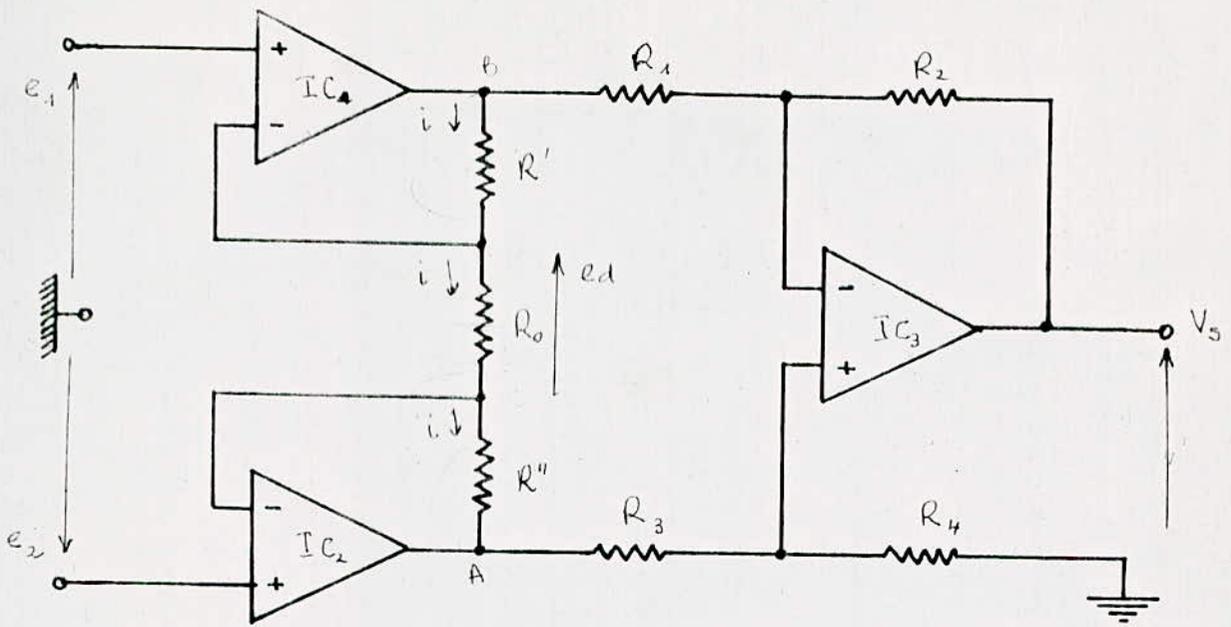


fig IV-1: Amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée

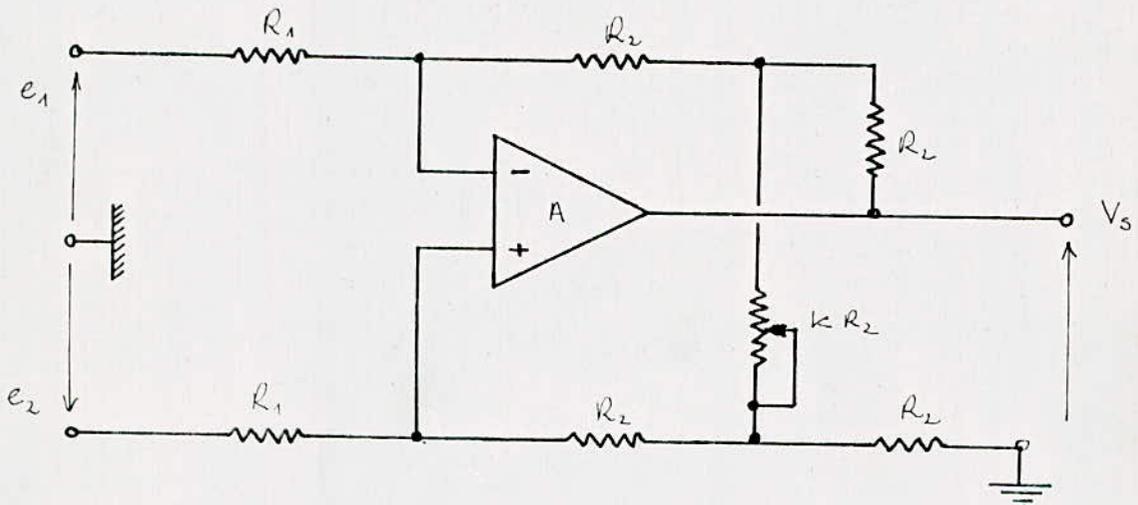


fig IV-2: Amplificateur différentiel avec gain ajustable

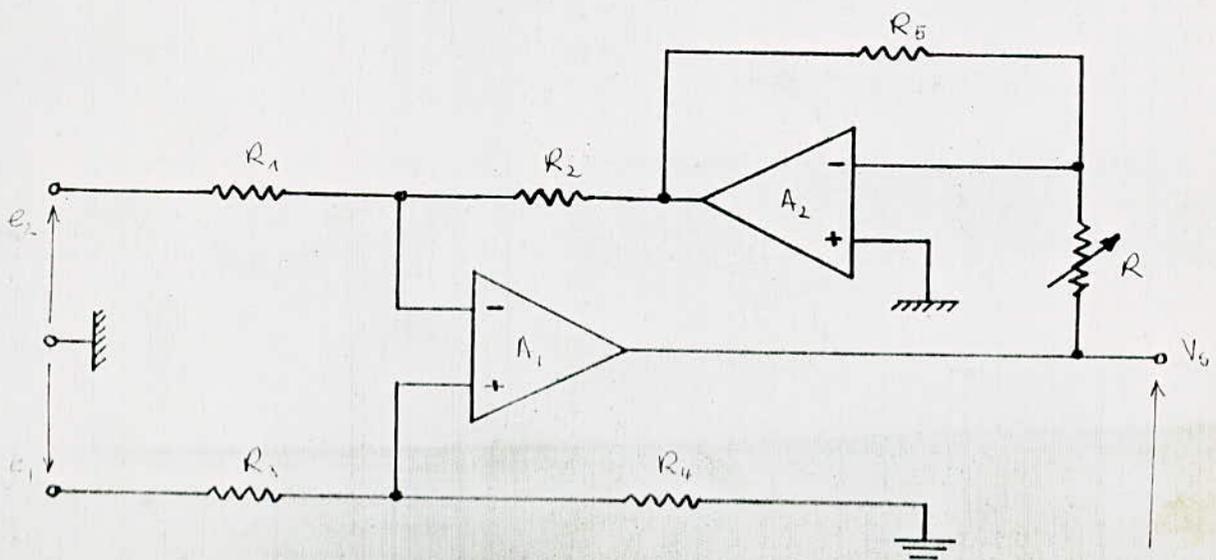


fig V-3: Amplificateur à variation linéaire du gain

comme A.O, on utilise des C.I, "LF 356" vu, leurs bonnes performances (qu'on détaillera ultérieurement).

b - Amplificateur :

Il est à base d'un C.I "LF 355" (de même caractéristiques que le "LF 356").

On calcule les différentes résistances du montage pour avoir, les 3 gains désirés et ceci à partir de l'ensemble préamplificateur + amplificateur.

si on fixe $\frac{R_2}{R_1} = 5$ on aura : $G = A_{v1} \cdot A_{v2}$ donc $G = 10 \cdot \left[2 \left(1 + \frac{1}{K} \right) \frac{R_2}{R_1} \right]$
 $G = 100 (1 + 1/K)$

on prend $R_2 = 47k\Omega$ et $R_1 = 10k\Omega$ (1)

$G' = 100$
 (1) $\Rightarrow K' \gg$ donc $R_2' = KR_2 \gg$

Par suite un circuit ouvert, ou une commutation sur une résistance très grande, conviennent pour l'obtention du gain G' .

$G'' = 1000$
 (1) $\Rightarrow K'' = 0,1$ donc $R_2'' = 0,1R_2 = 4,7k\Omega$

$G''' = 3000$
 (1) $\Rightarrow K''' = 0,03$ donc $R_2''' = 0,03R_2 = 1,4k\Omega$

on prend une valeur normalisée de $K_2''' = 1k\Omega$ ce qui donne $G''' \approx 2800$

- Justification du choix du C.I

Les amplificateurs opérationnels (A.O) "LF 355 et 356" sont pourvus d'un étage d'entrée à transistors F.E.T. Ils sont caractérisés par de faibles courants de polarisation et de décalage sur les entrées, une faible tension de décalage à l'entrée, ainsi qu'une faible dérive de ces paramètres.

Ils présentent en outre, une large bande passante et un temps d'établissement extrêmement rapide.

On donne ci-après quelques-unes de ces caractéristiques :

Paramètres	symbole	conditions de mesure	Valeur		
			min	type	max
Tension différentielle d'entrée (V)			-30		+ 30
Tension d'entrée (V)			-16		+ 16
Tension de décalage à l'entrée (mV)	Vio	Rg = 50 Ω		3	10
courant de décalage à l'entrée (pA)	Iio			3	50
Amplification en tension ($\times 10^3$)	A _v	V _{CC} = $\pm 15V$ R _L = 2k Ω	25	200	
Taux de rejection en M.C (dB)	CMRR		80	100	
Impédance d'entrée différentielle (Ω)	Zed			10 ¹²	

C * Le filtre passe -bas : (voir fig.III-7)

$$F(p) = \frac{1}{(1+0,43p)(1+0,569p+0,155p^2)}$$

La fréquence de coupure étant $f_c = 2 \text{ kHz}$

$$\text{or } f_c = \frac{1}{2\pi R_0 C_0} \quad (2)$$

en plus R_0 doit vérifier la relation par souci d'adaptation

$$R_s \ll R_0 \ll R_e$$

on fixe alors $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$

et on tire de (2) $C_0 \approx 8 \text{ nF}$

Après consultation de la table des coefficients des filtres du 3ème ordre, et après plusieurs essais nous avons retenus les composants qui donnent la meilleure réponse et dont les valeurs sont les suivantes :

$$R_0 = 10 \text{ k}\Omega (1\%), C_1 = C_2 = 3,9 \text{ nF} ; C_3 = 4,7 \text{ nF}$$

comme A O on utilise seulement un $\mu\text{A} 741$, qui remplit sans problème sa fonction dans ce filtre à gain unité.

Nomenclature des éléments

-- Préamplificateur :

$$\bullet R' = 47 \text{ k}\Omega (0,5 \text{ W})$$

$$\bullet R'' = 10 \text{ k}\Omega (1 \text{ W})$$

capacité de liaison $C = 1000 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$

$$\bullet I_{C1}, I_{C2} = \text{LF } 353 \text{ H}$$

-- Amplificateur :

$$\bullet R_1 = 10 \text{ k}\Omega (1 \text{ W})$$

$$\bullet R_2 = 47 \text{ k}\Omega (0,5 \text{ W})$$

$$\bullet R'_2 = 1 \text{ M}\Omega (0,5 \text{ W})$$

$$\bullet R''_2 = 4,7 \text{ k}\Omega (1 \text{ W})$$

$$\bullet R''_2 = 1 \text{ k}\Omega (1 \text{ W})$$

-- filtre : $I_{C3} = \text{LF } 355 \text{ BN}$

$$\bullet R_0 = 10 \text{ k}\Omega (0,25 \text{ W} / 1\%)$$

$$\bullet C_1 = 4,7 \text{ nF}$$

$$\bullet I_{C4} = \mu\text{A} 741$$

$$\bullet C_2 = C_3 = 3,9 \text{ nF}$$

5°) Résultats obtenus

a - Réponses en fréquence et bande passante

La solution recherchée est un gain le plus constant possible en fonction de la fréquence. Ce qui n'est réalisé que pour une gamme bien déterminée, appelée "bande passante" de l'amplificateur.

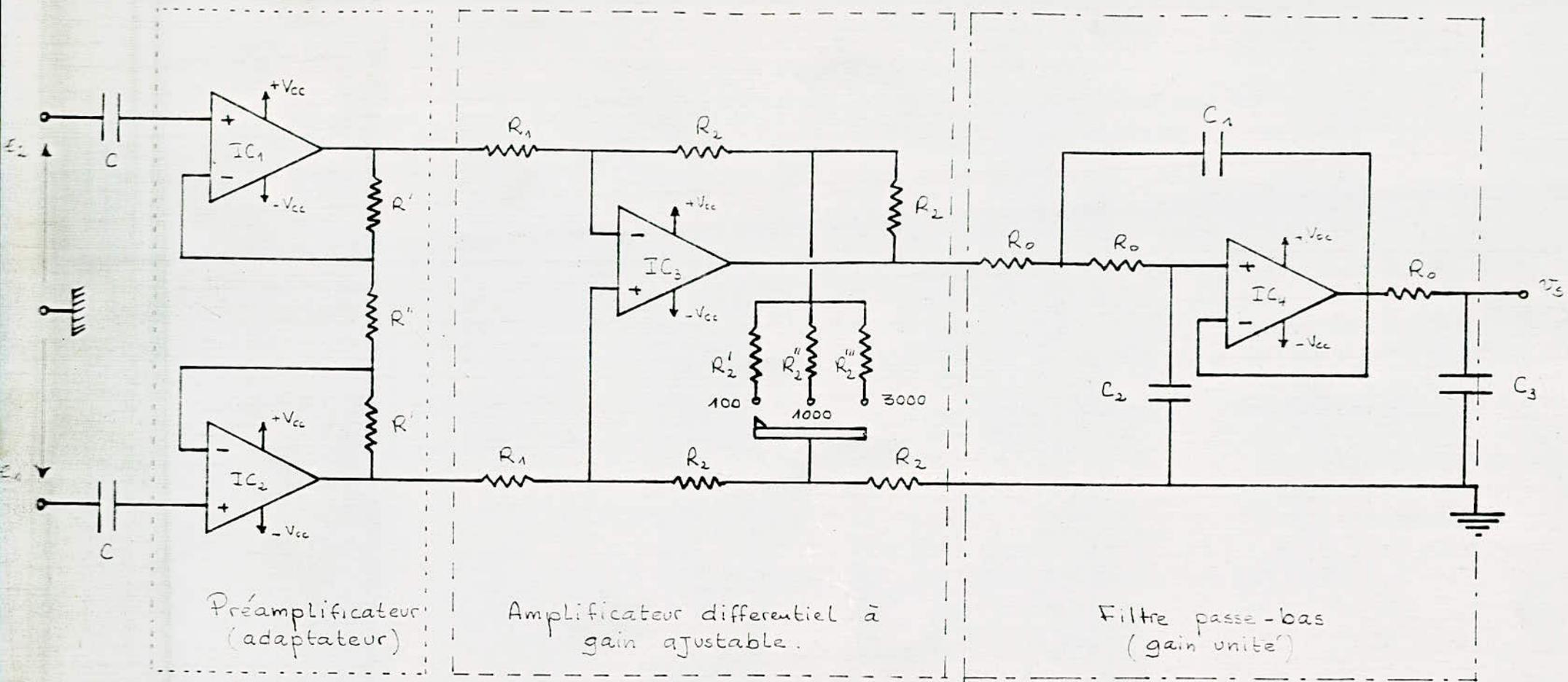


fig IV-4 : Schéma global du montage de l'amplificateur.

On utilise généralement des amplificateurs à large bande, qu'on peut adapter à l'aide de filtres à la nécessité.

On donne les réponses en fréquence de notre amplificateur pour différents gains, avant le filtre passe-bas (voir : tableaux : 1 et fig. IV-5) et après celui-ci (voir : tableaux : 2, Fig IV-6).

Les premiers résultats nous montrent en effet la très large bande de l'amplificateur allant jusqu'à 300 kHz pour un gain de 100, alors qu'elle n'est que de 10 KHz (valeur toute aussi élevée !) pour un gain de 3000, par la même on a ainsi vérifié la constance du produit $G \times B$.

Les second, nous donnent les réponses avec filtres ainsi que les limites de la bande utile :

- fréquence de coupure basse : 1,5 Hz
- fréquence de coupure haute : 2,2 - 2,5 kHz

b - Courbe de linearité : (fig. IV-7)

On relève les variations de la tension de sortie en fonction de celles de la tension d'entrée (voir tableau : 3).

On note la linéarité de cette courbe, donc la proportionnalité de V_s et V_e , jusqu'à une certaine valeur de V_e (de l'ordre de 200 mV), puis intervient une courbure de la caractéristique introduite par les distorsions non linéaires. On évalue la pente de la zone linéaire α

$$\alpha \approx 97$$

donc dans cette zone

$$V_s = \alpha V_e$$

et on assimile la distorsion, à une courbure parabolique, donc dans cette zone on aura

$$V_s = \alpha V_e + \beta V_e^2$$

on peut évaluer

$$|\beta| = 19$$

d'où le coefficient de distorsion non linéaire suivant :

$$\delta = \frac{\beta}{\alpha} = 0,19$$

soit une distorsion non linéaire de 19 % mais qui n'affectera pas notre signal utile vu qu'il n'excède en général pas les 100 mV.

c - Réponses aux régimes transitoires

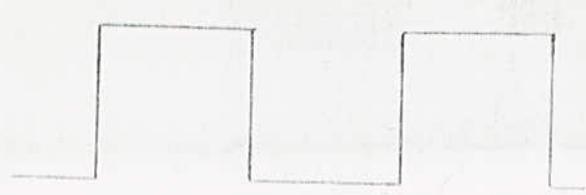
L'essai d'un amplificateur en ondes sinusoïdales est insuffisant, il ne nous renseigne que sur le fonctionnement en régime établi, par contre une onde rectangulaire se prête bien à l'essai rapide d'un amplificateur, du fait qu'elle est très riche en harmoniques d'amplitude et de phase, bien déterminées.

En examinant les oscillogrammes de la fig. IV - 8 on constate que dans la bande utile de fréquence (≈ 2 kHz), les signaux à l'entrée et à la sortie restent identiques, donc les distorsions linéaires sont négligeables, mais au delà, le signal se déforme. Cette déformation étant due aux pertes de gain, aux extrémités de la bande passante, provoquant aussi une distorsion de fréquence, qui n'est autre qu'une amplification inégale de ces harmoniques, avantageant surtout la principale d'entre elles, d'où la tendance du signal de sortie vers une forme d'onde sinusoïdale.

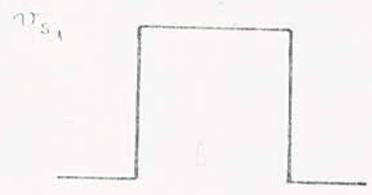
Après réglage des tensions d'offsets du premier étage, on a pu mesurer un niveau de bruit de 1 à 2 mV à la sortie de l'amplificateur sans que ce dernier ne soit protégé.

Vues les performances convenablement attendues, nous estimons avoir réalisé un amplificateur satisfaisant répondant aux exigences du cahier de charge.

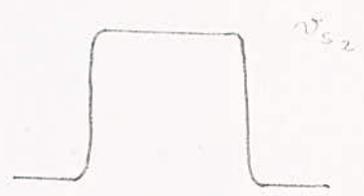
Nous regrettons toutefois de ne pas être parvenu à expérimenter notre appareil sur un cas réel, et dans un cadre purement physiologique.



signal d'entrée
 $V_e = 10 \text{ mV}$
 f variable



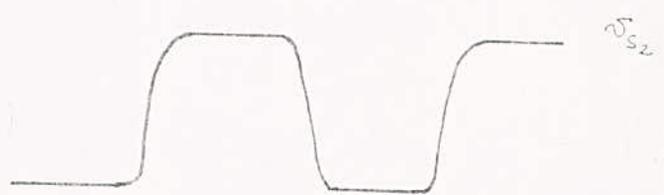
$f = 300 \text{ Hz}$



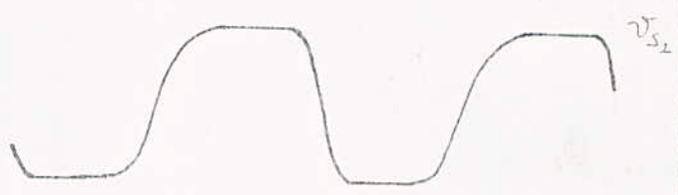
- Signal à la sortie de l'amplificateur différentiel

- Signal après le filtre passe-bas

$f = 1500 \text{ Hz}$



$f = 2000 \text{ Hz}$



$f = 2,5 \text{ kHz}$



fig IV - 8 : Réponse aux régimes transitoires

G = 100

F = 1000 Hz

V_e	mv	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
V_s	mv	1	1.5	1.9	2.3	2.7	3.1	3.5	4.0	4.4	4.9

V_e	mv	60	70	80	90	100	150	180	200	220	240
V_s	mv	5.5	6.6	8.0	9.3	9.6	15.0	17.5	18.0	20.0	21.0

Tableau - 3 -

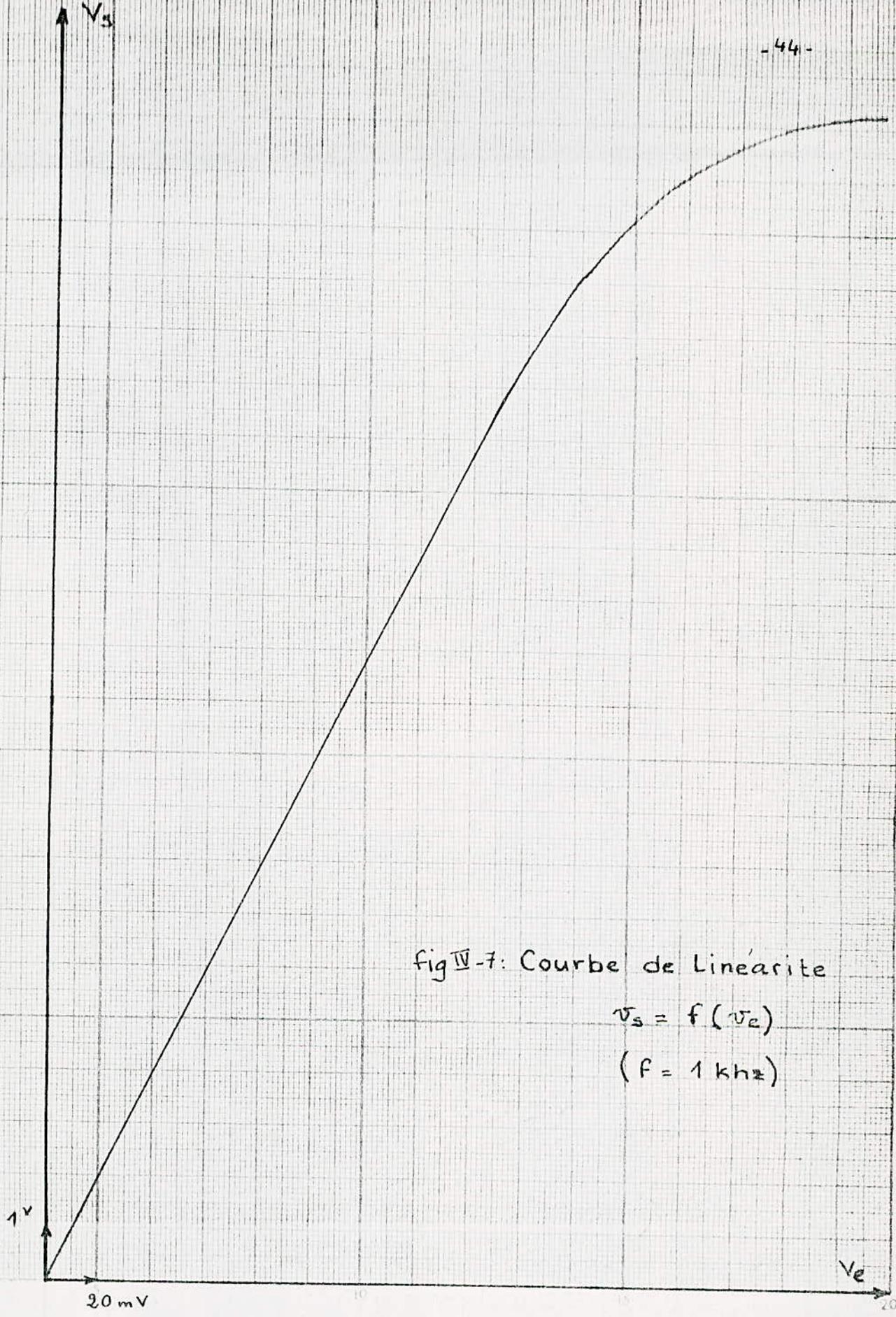


fig IV-7: Courbe de Linéarité

$$V_s = f(V_e)$$

($f = 1 \text{ kHz}$)

5

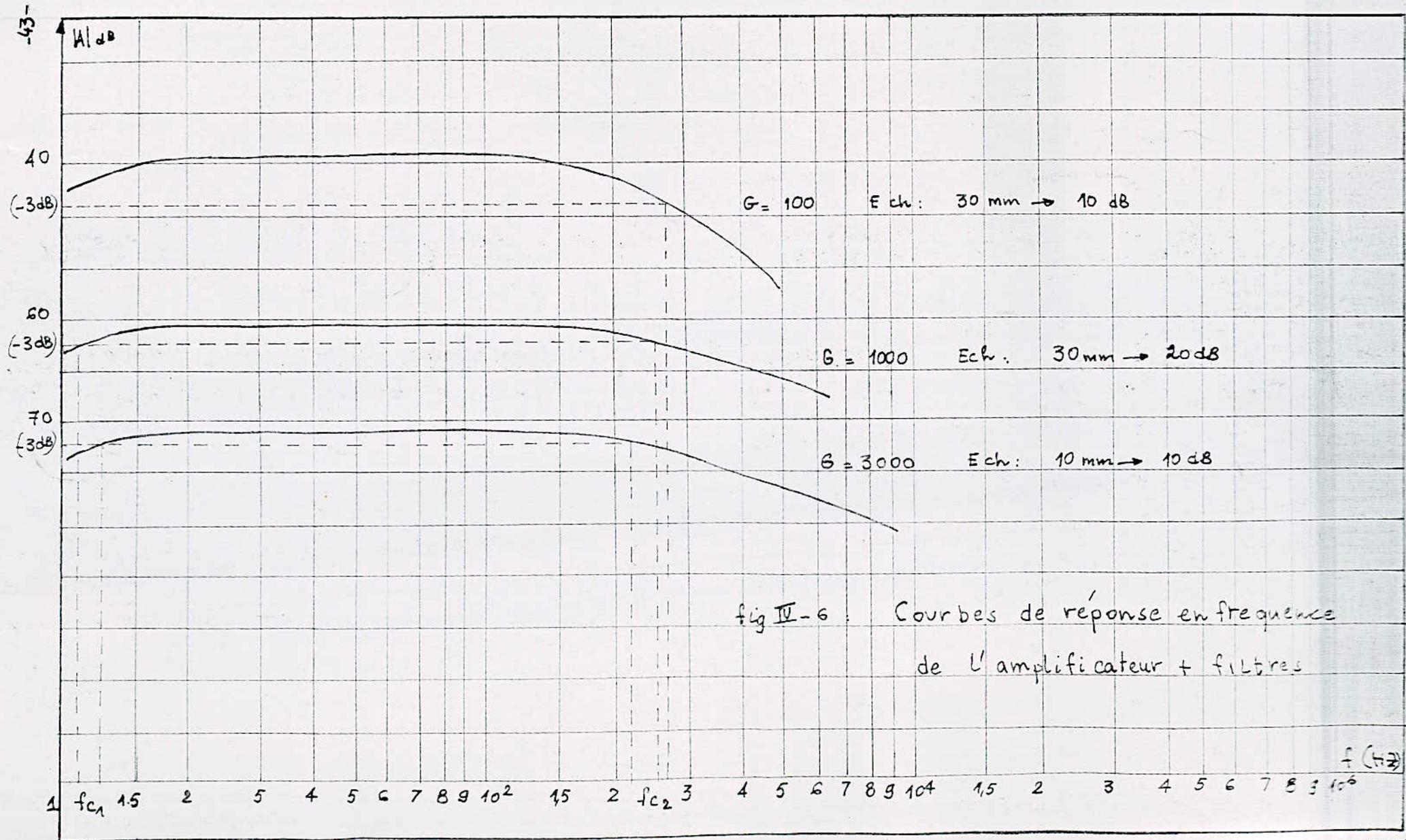


fig IV-6 : Courbes de réponse en fréquence de l'amplificateur + filtres

$V_e = 100 \text{ mV}$ $G = 100$

f kHz	$(1-5) \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3 - 10^2$	$10^2 - 0,7$	1,0	1,2	1,5	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9	3	4	5
V_s V	7,1	8,9	10	9,2	9,0	8,6	8,1	8,0	7,8	7,7	7,5	7,3	7,2	7,0	6,8	6,7	6,6	6,4	6,2	4,6	3,4
$ V_s/V_e _{dB}$	37	39	40	39,3	39,1	38,7	38,2	38,1	37,8	37,7	37,5	37,3	37,1	36,9	36,7	36,5	36,4	36,1	35,8	33,2	30,1

 $V_e = 10 \text{ mV}$ $G = 1000$

f kHz	$(1-5) \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3 - 10^2$	$10^2 - 0,7$	1,0	1,2	1,5	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9	3	4	5
V_s V	5,6	6,3	9,6	9,2	9,0	8,6	8,1	8,0	7,7	7,5	7,3	7,2	7,0	7,0	6,7	6,5	6,4	6,2	6,0	4,4	3,0
$ V_s/V_e _{dB}$	55	56	59,7	59,3	59,1	58,7	58,2	58,1	57,7	57,5	57,3	57,2	56,9	56,9	56,5	56,3	56,0	55,9	55,6	52,9	49,5

 $V_e = 5 \text{ mV}$ $G = 3000$

f kHz	$(1-5) \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3 - 10^2$	$10^2 - 0,7$	1,0	1,2	1,5	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9	3	4	5
V_s V	9,0	10,0	13,0	11,6	11,3	11,0	10,4	10,1	10	9,6	9,4	9,2	8,8	8,4	8,4	8,2	8,0	7,6	7,2	5,0	3,5
$ V_s/V_e _{dB}$	65,1	66,0	68,3	67,3	67,1	66,9	66,4	66,1	66,0	65,7	65,5	65,3	64,9	64,5	64,5	64,3	64,1	63,6	63,0	60,0	56,9

Tableaux - 2 -

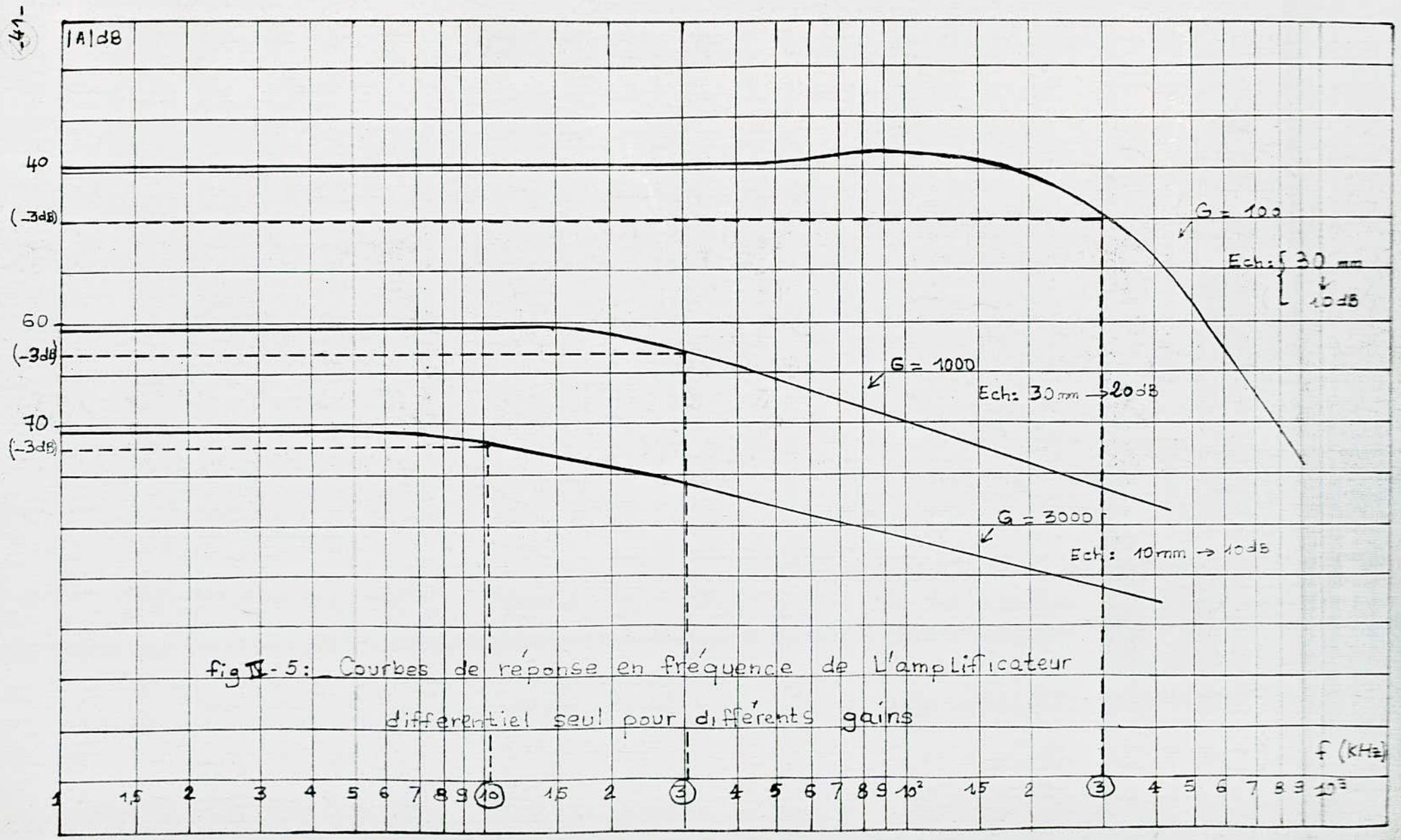


fig IV-5: Courbes de réponse en fréquence de l'amplificateur différentiel seul pour différents gains

f (kHz)

$V_e = 100 \text{ mv}$ $G = 100$

f kHz	$10^{-2} - 50$	60	70	80	90	100	150	200	300	400	500
V_s V	10,2	10,4	10,4	10,4	10,4	10,4	10	9	6,8	5,2	3,8
$ V_s/V_e _{dB}$	40,2	40,4	40,4	40,4	40,4	40,4	40	39,1	36,7	34	31,6

 $V_e = 10 \text{ mv}$ $G = 1000$

f kHz	$10^{-2} - 10$	10	11	12	13	14	15	20	30	40	50	60	70	80	90	100	150	200	300	400	500
V_s V	9,6	9,6	9,6	9,6	9,6	9,6	9	8,4	7	6	5	4	3,6	3		2,5	1,7	1,5	0,75	0,50	0,39
$ V_s/V_e _{dB}$	59,6	59,6	59,6	59,6	59,6	59,6	59,1	58,5	56,9	55,6	54	52	51,2	49,5		48	44,6	43,5	37,5	34	29,5

 $V_e = 5 \text{ mv}$ $G = 3000$

f kHz	$10^{-2} - 4$	4	5	6	8	10	11	12	15	20	30	40	50	60	80	100	150	200	300	400	500
V_s V	14	13,6	12,5	12,5	11	10	9	8	7	5,6	4	3	2,4	1,8	1,4	0,88	0,76	0,5	0,4	0,25	0,20
$ V_s/V_e _{dB}$	68,9	68,7	68	68	66,9	66	65	64,1	62,9	61	58,1	55,6	53,6	51,1	48,9	44,9	43,6	40	38,1	34	32

Tableaux - 1 -



CHAPITRE V

"Dispositifs annexes"

A - Réalisation de l'alimentation :

- I - Généralités
- II - Transformateur
- III - Redressement
- IV - Filtrage
- V - Les réalisations

A de rares exceptions près, tous les appareils électroniques ont besoin d'une alimentation continue pour fonctionner les alimentations autonomes telle que les piles et les accumulateurs ne sont utilisables que dans certains cas et sous certaines conditions. Comme pour les amplificateurs de signaux biologiques du laboratoire de physiologie, on ne trouve plus des piles sèches d'alimentation à $\pm 90v$ on a été conduit à leur réaliser une alimentation continue à partir du secteur, consistant en un redressement et un filtrage (voir synoptique fig V-1) assez poussé réduisant au maximum les ondulations (tension résiduelle), pour éviter tout parasitage du signal utile (cf : chapitre : II - parasites secteur) qui est de l'ordre du bruit, et dont le spectre de fréquence comprend les composantes de la fréquence secteur (le 50 hz et ses harmoniques). Toutefois la régulation n'est pas nécessaire, vu qu'on manipule de fortes tensions et qu'en plus les tubes à alimenter se polarisent pour une grande marge de tension (par exemple : pour la double triode "12 A x 7 S , la tension d'anode va de 100 à 250 volts).

Pour étudier convenablement une alimentation, il faut connaître :

- la consommation en courant du montage à alimenter évaluée à I_n , 50 mA
- les tensions nécessaires au montage à alimenter :

* Tension d'anode + 135v (c.c)

* Tension de cathode - 45v (c.c)

* Tension filament + 6,3v (c.c)

On connaît alors la puissance nécessaire, à partir de laquelle, on fait le calcul du transformateur.

II - Transformateur :

Comme son secondaire doit comporter plusieurs enroulements (fig V - 2) on fait la somme de leurs puissances.

Donc :

$$P_2 = \sum U_2 I_2 \text{ (V.A)}$$

$$P_2 = (120 + 40) \times 0,1 + 7,3 \times 1 = 23,4 \text{ V.A}$$

$$P_2 \approx 25 \text{ V.A}$$

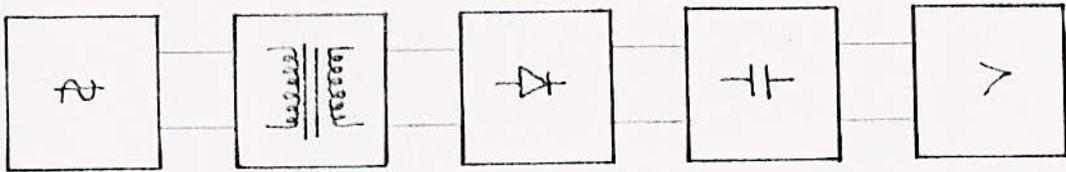
On considère alors pour le dimensionnement de notre transformateur, une puissance secondaire de 25 V.A ce qui nous donne une section noyau de

$$S = 9 \text{ cm}^2$$

avec un rendement η de 80 %, la puissance disponible au primaire est :

$$P_1 = 1,25 P_2$$

$$P_1 = 31,25 \text{ V.A}$$



Secteur Transfo. Redresseur filtrage Charge

fig I-1: Schéma synoptique d'une alimentation redressée et filtrée.

fig I-2:

Schéma électrique
du transformateur

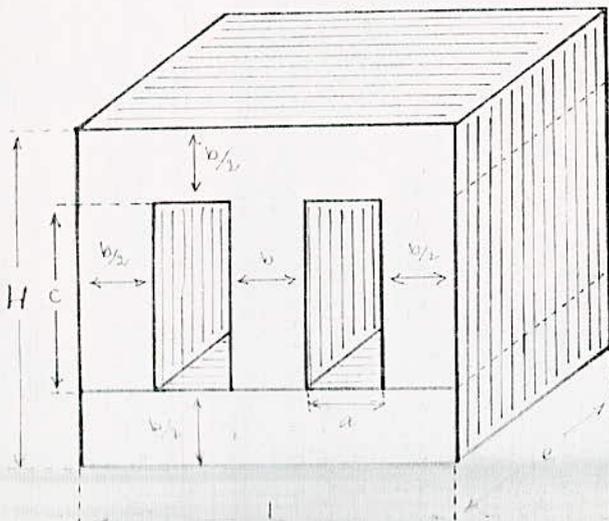
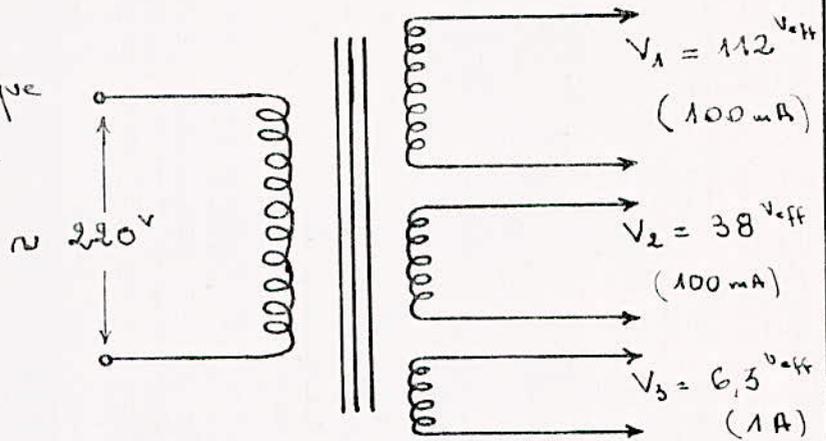


fig I-3:

Gabarit du noyau
du transformateur

le nombre de spires par volts : $\frac{N}{U} = \frac{50}{5}$
d'où $\frac{N}{U} = 5,6 \text{ sp/V}$

On calcule le courant du primaire :

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = 140 \text{ mA}$$

D'après les abaques, on prend comme densité du courant :

$$D = 4 \text{ A/mm}^2$$

Ce qui donne comme section du fil du primaire :

$$S_1 = \frac{I_1}{D} = 0,036 \text{ mm}^2 \quad \text{or } d_1 = 1,12\sqrt{S} \Rightarrow d_1 = 0,22 \text{ mm}$$

0,25 mm

* Section du fils des secondaires :

$$1^\circ) S_{21} = \frac{I_{21}}{D} = 0,025 \text{ mm}^2 = S_{22} \Rightarrow d_{22} = d_{21} \# 0,20 \text{ mm}$$

$$2^\circ) S_{23} = \frac{I_3}{D} = 0,25 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{23} = 0,56 \text{ mm} \# 0,6$$

$\Rightarrow d_{23} = 0,65 \text{ mm}$

* Le nombre de spires par enroulement :

- primaire : $U_1 \cdot \frac{N}{U} = 1232 \text{ sp}$
- secondaires : a) 627 sp ($V_1 = 135 \text{ V}$)
- b) 213 sp ($V_2 = 45 \text{ V}$)
- c) 34 sp ($V_3 = 6,3 \text{ V}$)

On évalue alors l'encombrement du bobinage :

$$S'(\text{mm}^2) = 4 [1232 \cdot 0,036 + (627 + 213) \cdot 0,025 + 34 \cdot 0,25] \# 3 \text{ cm}^2$$

On choisit alors les dimensions suivantes des tôles (voir fig. V 3) :

- L = 84 mm
- H = 57 mm
- a = 13 mm
- b = 30 mm
- c = 43 mm

Comme $S = e \times b \Rightarrow e = \frac{S}{b} = 30 \text{ mm}$

l'épaisseur des tôles $e = 0,35 \text{ mm}$

d'où le nombre de tôles :

$$N = \frac{e}{\epsilon} = 100 \text{ tôles}$$

Soit la longueur utile de l'enroulement ; 0,88 C, on calcule le nombre de spires par couche :

$$N = \frac{\text{longueur utile d'enroulement}}{\text{diamètre du fil}}$$

- primaire : $N_1 = 151,3 \text{ sp/couche} \Rightarrow 8 \text{ couches}$

- secondaires : $N_1 = N_2 = 151,3 \text{ sp/couche} \Rightarrow$

* $N_3 = 47 \text{ sp/couche} \Rightarrow 0,6 \text{ C}$

}

4 C
1,5 C

* Justification de la détermination de la tension secondaire

Cas des alimentations non régulées : celles-ci peuvent fournir des tensions différentes selon qu'elles soient chargées (courant nominal) ou à vide. La tension à vide atteint parfois 1,5 fois la tension nominale en charge. D'où le tableau suivant :

Type de filtrage	Type de redressement	Tension de réserve filtrage	Tension de réserve redressement	Tension secondaire nécessaire
sans éléments série	En pont	Nulle	2 V	$U_{smax} + 2 V$
	va en et vient	Nulle	1 V	$(2 \times U_{smax} + 1 V)$
avec élément série	En pont	15 % U_{smax}	2 V	$(1,15 U_{smax} + 2V)$
	en va et vient	15% de U_{smax}	1 V	$2 \times (1,15 U_{smax} + 1 V)$

Notre alimentation s'identifiant au 3eme cas la tension requise étant $V + 135 v, - 45v$ et $6 V$

La tension secondaire nécessaire sera :

$$U_{1\text{eff}} = (135 \times 1,15 + 2) / \sqrt{2} \approx 112 V$$

$$U_{2\text{eff}} = (45 \times 1,15 + 2) / \sqrt{2} \approx 38 V$$

$$U_{3\text{eff}} = (6,3 + 2) / \sqrt{2} \approx 6 V$$

* Détermination du courant secondaire :

Il doit être supérieur au courant exigé par l'élément à alimenter, à cause des pertes engendrées dans le circuit et surtout dues aux charges des condensateurs de filtrage, qui jouent le rôle de "réservoir d'énergie".

Donc pour permettre une utilisation rationnelle du transformateur, on choisira en général un coefficient multiplicateur du courant nominal de 1,4 environ :

$$I_{1,2} = 1,4 I_n = 50 \times 1,4 = 70 \text{ m A}$$

REMARQUE :

Vu qu'on utilise des condensateurs, comme même de forte capacité, on prendra 100 mA comme courant de secondaire, pour avoir une marge de sécurité.

III - Redressement :

Rappel de quelques définitions utiles :

Valeur de crête : valeur instantanée maximale

* Valeur moyenne : (pendant la période) la moyenne de toutes les valeurs que la grandeur prend pendant une période ; elle s'exprime par :

$$\bar{v} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

* Valeur efficace : la moyenne quadratique des valeurs que la grandeur prend sur une période :

Elle s'exprime par :

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt}$$

NOTA :

Pour une grandeur sinusoidale la valeur moyenne est nulle et la valeur efficace est $U_{\text{eff}} = U_c / \sqrt{2}$

* Le facteur forme d'une grandeur endulée et le rapport F de la valeur efficace à la valeur moyenne.

$$F = U_{\text{eff}} / \bar{U}$$

Ex : Pour un courant sinusoidale $F = \infty$

" " continu $F = 1$

donc F tend vers 1 d'autant que le courant est moins endulé.

* le taux d'endulation d'une grandeur et le rapport de la valeur efficace de l'endulation à la valeur moyenne de la grandeur.

$$\beta = U_{\text{end eff}} / \bar{U}$$

d'où

$$\beta^2 = \frac{U_{\text{eff}}^2 - \bar{U}^2}{\bar{U}^2} \Rightarrow F^2 = 1 + \beta^2$$

2) - Redressement du Courant alternatif (C.A) : c'est une opération par laquelle du C.A est transformé en courant unidirectionnel. Il existe 2 possibilités pour y arriver :

a - Redressement simple alternance : (Fig. V 4)

$$e(t) = E_m \sin \omega t$$

La tension redressée sera :

$$v_s = \begin{cases} E_m \sin \omega t & \text{pour } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{pour } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

Sa valeur moyenne : $\bar{V} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{E_m}{\pi}$

- Facteur de forme : $F = \frac{\pi/2}{\pi/2} = 1,57$

- Taux d'endulation : $\beta = \sqrt{F^2 - 1} = 1,21$

- Rendement : $\eta = \frac{\text{puissance débitée dans la charge}}{\text{puissance tot dissipée dans le circuit}}$

$$\eta = \frac{\bar{V}^2 / R}{V_{\text{eff}}^2 / R_{\text{tot}}} = \frac{4}{\pi^2} \approx 0,4$$

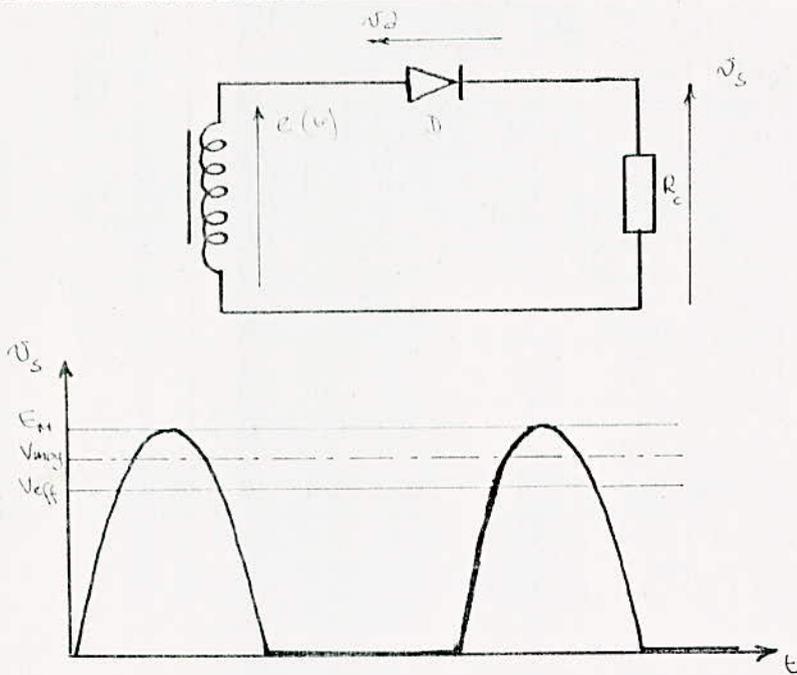


fig V-4: Redressement monoalternance

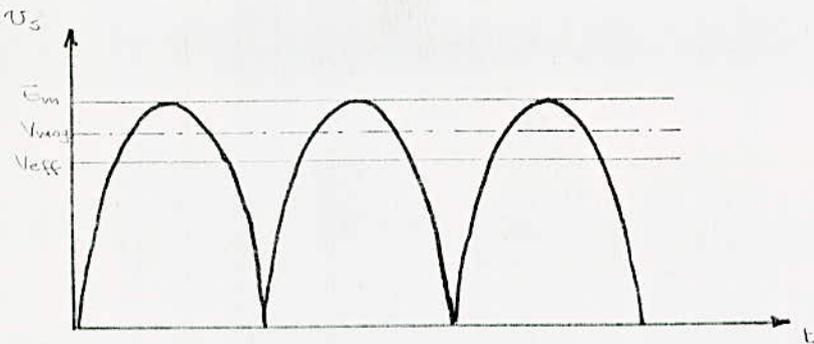
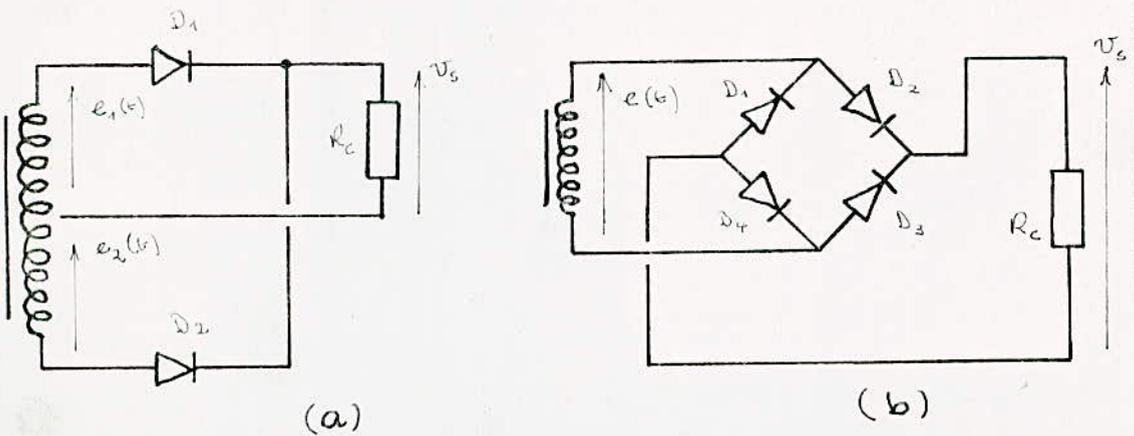


fig V-5: Redressement bialternance

b - Redressement double alternance : il peut-être réalisé à l'aide de montages différents :

* Montage à point milieu (ou "Va - et - vient ") (fig.V5a)

chaque diode peut avoir à ces bornes une tension inverse supérieure à la tension fournie par le transformateur et qui est égale à la somme de chaque tension maximale fournie par le secondaire et la tension maximale pouvant se trouver aux bornes du condensateur, de filtrage.

Tension inverse = 2 Em

* Montage à pont de diodes : (Fig.V5b)

La tension redressée sera :

$$V_s = \begin{cases} E_m \sin \omega t & \text{pour } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -E_m \sin \omega t & \text{pour } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

d'où la valeur moyenne :

$$\bar{V} = \frac{2 E_m}{\pi}$$

- Facteur de forme : $F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$
- Taux d'ondulation : $B = 0,48$
- Rendement : $\eta = 0,8$

c - Comparaison des différents montages :

Le montage monoalternance est pratiquement délaissé dans les applications actuelles, étant donné son mauvais rendement, en plus les valeurs de F et B montrent que l'on est loin d'avoir du courant continu.

Par contre le redressement double-alternance permet de : diviser par 2 l'intensité instantanée.

- Double la fréquence d'ondulation (100 Hz)
- diminuer le taux d'ondulation
- Augmenter la tension continue obtenue.

D'où notre choix de ce 2eme mode de redressement et plus précisément, le montage à pont de diodes car la tension inverse supportée par chacune de ses diodes et 2 fois plus faible que celle supportée par les diodes du montage "Va et vient".

- Choix des diodes du redresseur :

* Comme les diodes ne redressent que la moitié du courant nominal, et si on considère en plus du courant de charge du condensateur de filtrage, le courant que doivent supporter les diodes doit être supérieur à
Donc on applique un coefficient de sécurité minimum de 1,5 au courant nominal de sortie :

$$\text{d'où } I_{\text{diode}} = \frac{I_{\text{nom}} \times 1,5}{2} \approx 38 \text{ mA}$$

* Tension inverse nominale :

Sachant que chaque groupe de diodes ne peut avoir une tension inverse à ses bornes supérieure à la tension crête, et pensant à toute éventualité qui effectuera cette tension, - les surtensions (dus à la mise M/A) ou le fait que l'alimentation se trouve à vide - nous prendrons un coefficient global de 2 appliqué à V_{eff} du secondaire.

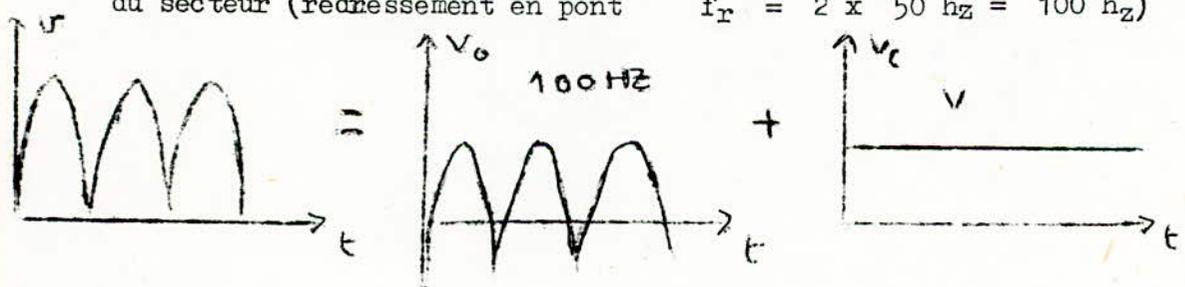
$$V_1 \text{ diodes} = 2 \times 112 = 224 \text{ v}$$

$$V_2 \text{ diodes} = 2 \times 38 = 76 \text{ v}$$

On utilise dans notre montage 2 ponts : "BY 179 "

IV - Filtrage :

Le signal redressé est constitué d'une composante continue à laquelle s'ajoutent des signaux alternatifs dont la fréquence et un multiple de la fréquence du secteur (redressement en pont $f_r = 2 \times 50 \text{ hz} = 100 \text{ hz}$)



Tension redressée

Ondulation

Tension moyenne

On a vu que dans le meilleur des cas le facteur de forme reste égal à 1,1 et $B = 48 \%$, le filtrage va consister à atténuer fortement la composante sinusoidale, c'est à dire rendre $F_r \rightarrow 1$, $B \rightarrow 0 \%$

Le filtrage le plus élémentaire et le plus simple est constitué d'une capacité de forte valeur, mise en parallèle sur la charge. On montre alors que

la tension redressée et filtrée se présente sous la forme de la (fig. (V.7)).

Si $R_{LC} \gg T$ on aura : $\beta = \frac{\Delta V}{V}$

$$v = v_0(1 - e^{-t/\tau}) \Rightarrow \frac{dv}{dt} = \frac{v_0}{\tau} e^{-t/\tau} \quad \text{avec } \tau = R_L C$$

$$\Rightarrow \frac{dv}{v_0} = \frac{dt}{\tau} e^{-t/\tau} \Rightarrow \frac{\Delta v}{v_0} = \frac{\Delta T}{\tau} e^{-t/\tau}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta v}{v_0} \approx \frac{\Delta T}{\tau}$$

$$\text{d'où} \quad \frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{4 R_L C f}$$

Car le filtrage est d'autant meilleur que la constante de temps (R_{LC}) du circuit est plus grande. Dans ce cas la valeur du condensateur est proportionnelle au courant débité à la sortie (1500 μ F/A), en plus il doit supporter la tension maximale, à vide du secondaire, par suite sa tension de service sera 1,7 V_{eff} du secondaire.

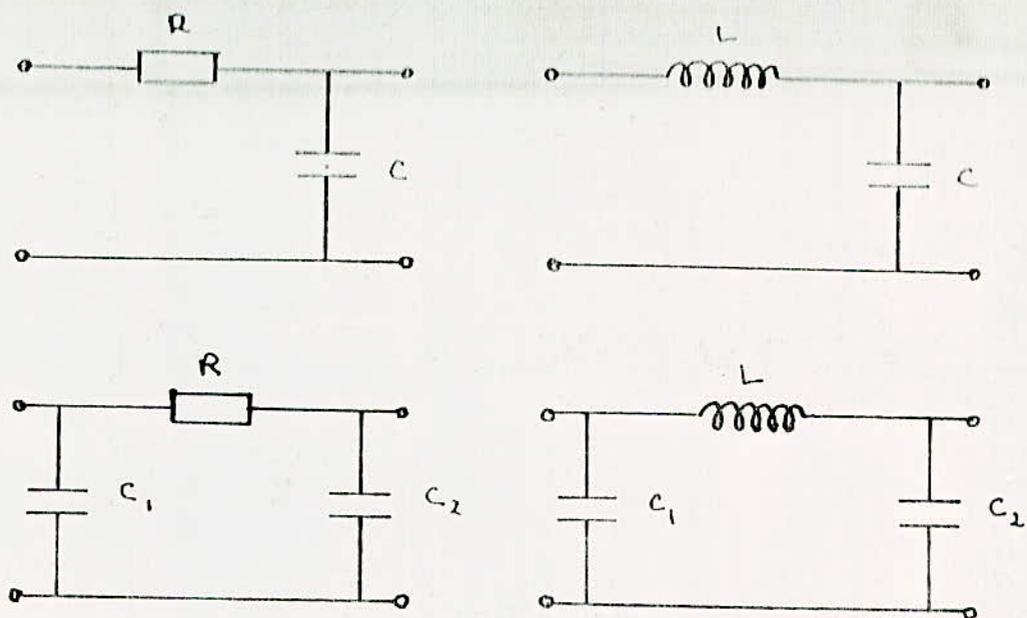
V_1 eff	=	1,7 x 112	=	190 v
V_2 eff	=	1,7 x 38	=	65 v
V_3 eff	=	1,7 x 6	=	10,4 v

Aussi un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est judicieusement choisie permet d'effectuer le filtrage. En donne (Fig. V 6) quelques schémas usuels de filtres R C, LC et en π .

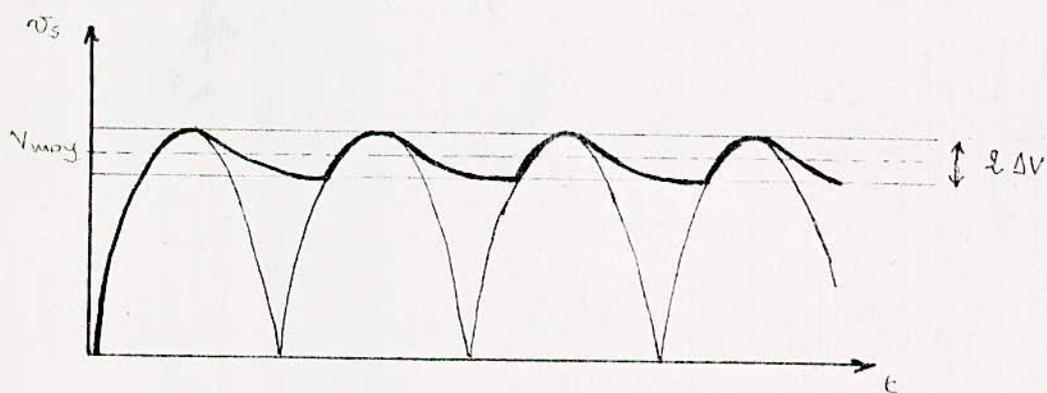
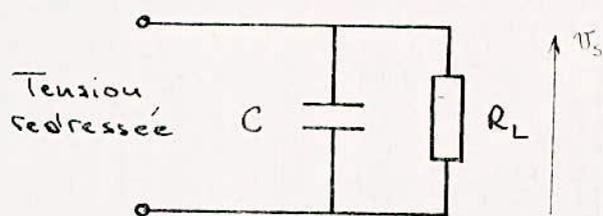
Pour des raisons de commodité, on préfère souvent utiliser comme filtres des éléments R - C, en plus comme notre courant est très faible l'utilisation de montage à base de selfs devrait fastidieuse, ainsi que leur encombrement gênant et surtout le fait qu'elles rayonnent énormément nous ont amené à ne pas les utiliser.

- Notion d'efficacité des filtres

- Filtre LC \rightarrow efficacité $a = \frac{V_e}{V_s} \approx \omega^2 L C$
- " RC \rightarrow " $a = \frac{V_e}{V_s} \approx \omega R C$
- " en cascade \rightarrow " $a = a_1 \cdot a_2$



figV-6: Quelques schémas usuels de filtres passifs



figV-7: Tension redressée et filtrée

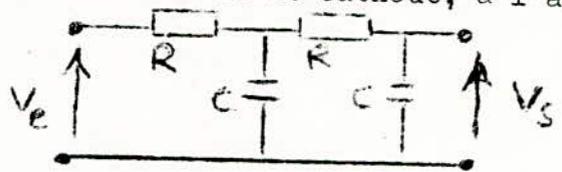
Où v_e et v_s sont les tensions alternatives d'entrée et de sortie
(v_s : appelée aussi tension résiduelle ou de ronflement)

Etant donné qu'on est limité supérieurement sur les valeurs de R et C de chaque cellule, et vu que l'efficacité augmente lorsqu'on met ces derniers en cascade ($a = a_1 a_2$) on a opté pour un filtre constitué de quelques cellules R - C en cascade.

V - Réalisation :

On réalise le filtrage des tensions d'anode et de cathode, à l'aide de 2 cellules R-C :

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$



d'où sa fonction de transfert :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(R/Z_C)^2 + 3(R/Z_C) + 1}$$

$$R/Z_C = jR\omega C$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jR\omega C}$$

On fixe sa fréquence de coupure à $f_c = 1$ Hz (de manière à avoir un signal très lent, pratiquement continu)

a - Calcul et choix des composants :

1°) Tension d'anode :

On utilise des condensateurs de $C = 470 \mu F / 180 V$

La fréquence de coupure f_c étant à -3 dB, on a :

$$\left| \frac{V_s}{V_e}(\omega_c) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\left[(1 - R_1^2 C_1^2 \omega_c^2)^2 + 9R_1^2 C_1^2 \omega_c^2 \right]^{1/2}}$$

d'où l'on tire $R_1 = 150 \Omega$ (2 Watts)

On calcule alors le facteur d'efficacité de ce filtre :

$$\alpha = \alpha^2 = (R_1 C_1 \omega)^2 = 2 \cdot 10^{+3}$$

Qui peut être amélioré, en rajoutant une 3ème cellule R - C

$$(\alpha = \alpha^3 = (R_1 C_1 \omega)^3 = 8,7 \cdot 10^4)$$

2°) Tension de cathode :

On utilise des condensateurs de $C_2 = 1000 \mu F / 75 V$ de la fonction de transfert, on tire :

$$d'où \alpha' = \alpha'^2 = 2,2 \cdot 10^{+3} \quad (R_2 = 62 \Omega \quad (2W))$$

3°) Tension filament :

Pour cette dernière, on utilise une cellule R-C, dont le condensateur est de forte capacité $C_3 = 3000 \mu F / 12 V$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad \text{on tire} \quad R_3 = 0,68 \Omega$$

$$\Rightarrow \alpha'' = \alpha'' = R_3 C_3 \omega \Rightarrow \alpha'' = 1,3 \cdot 10^6$$

Ce qui est théoriquement très bon.

b - Résultats obtenus

Après réalisation pratique de l'alimentation, on a procédé aux relevés des différents paramètres, qu'on a note dans le tableau suivant :

Différentes sortie	Tension de sortie (en charge)(V)	courant de sortie (mA)	tension résiduelle DV crête-crête (mV)	taux d'ondulation. $\beta = \frac{\Delta V}{V} (\%)$
Tension d'anode	+ 133	46	7	$5 \cdot 10^{-3}$
Tension de cathode	- 44	80	2	$4.5 \cdot 10^{-3}$
Tension filament	6	600	10	0,16

Remarque :

Différentes protections ont été utilisées pour cette alimentation

1 - Après la mise hors tension de l'alimentation les capacités restent chargées et ne se déchargent que très lentement (charge déconnectée après utilisation) ce qui augmente le risque d'électrocution si par inattention on touche aux fils de sortie.

Par suite on a pensé à une protection consistant en la mise en parallèle d'une résistance sur chaque condensateur, assurant une décharge très rapide. Cette résistance doit satisfaire la condition suivante en vue d'une bonne adaptation :

$$Z_e \ll R_1', R_2'' \ll R_{ch}$$

2 - Les câbles : on utilise un câble souple multi-brins (permettant l'évacuation de la chaleur par la périphérie des brins), sa section sera calculée en fonction de l'intensité qui le traversera (largement dimensionnée).

En partant de la base de $4H/mm^2$, on aura une densité de courant de sécurité totale.

$$\text{ex. : } I = 2A \Rightarrow S = \frac{I}{\Delta} = 0,5 \text{ mm}^2, \text{ or } d = 1,12\sqrt{S} \Rightarrow d = 0,8 \text{ mm}$$

On prévoit, en plus une tension d'isolement de 500v pour le cablage relié au réseau 220v, et pour les tensions continues de valeur élevée, on applique une marge de sécurité minimum de 150v en plus de la tension continue maximum.

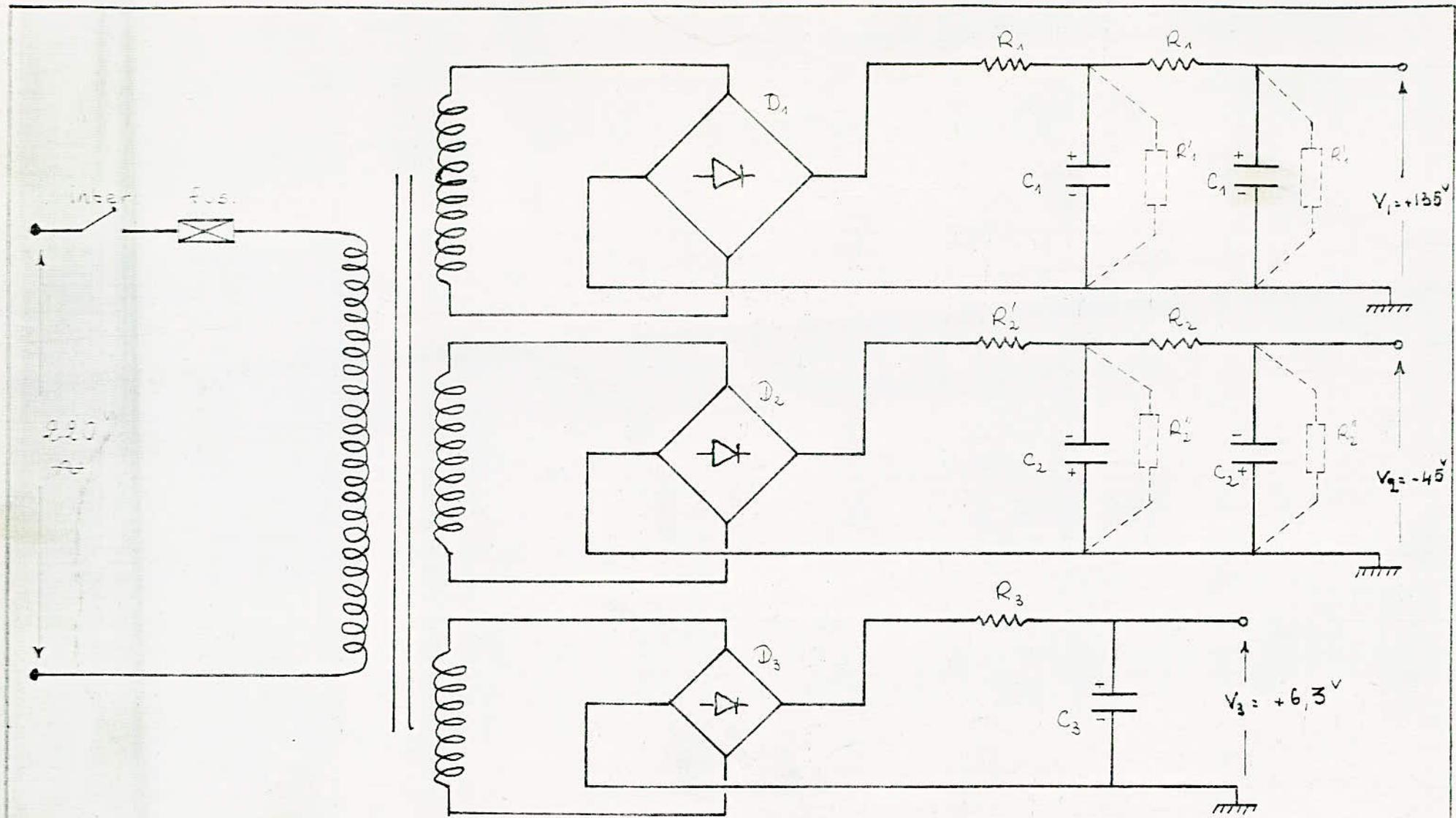


fig V-8: Schéma électrique de l'alimentation redressée et filtrée

3 - Un interrupteur : coupant une des phases du secteur donc d'une tension minimum de 250v et un courant nominal largement prévu de 1 A ($I_{prim} \approx 140 \text{ mA}$)

4 - Un fusible : en série dans une des arrivées du secteur de 250v/On16 A

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE L'ALIMENTATION

$$R_1 = 150 \, \Omega \quad (2 \text{ W})$$

$$R_1 = 6.8 \text{ k} \, \Omega$$

$$R_2 = 56 \, \Omega \quad (2 \text{ W})$$

$$R_2'' = 1 \text{ k} \, \Omega \quad (2 \text{ W})$$

$$R_3 = 0,68 \, \Omega \quad (2 \text{ W})$$

$$C_1 = 470 \, \mu\text{F} \quad / \quad 180^{\text{V}}$$

$$C_2 = 1000 \, \mu\text{F} \quad / \quad 76^{\text{V}}$$

$$C_3 = 3000 \, \mu\text{F} \quad / \quad 12^{\text{V}}$$

$$D_1 = D_2 = \text{BY 179} \quad (\text{Pont de diodes})$$

$$D_3 \quad 4 \times 1 \text{ N40 04}$$

CONCLUSION

En partant de l'idée de vouloir rénover une vieille instrumentation -encombrante- et même enrêcher le laboratoire de physiologie, avec le peu de moyens disponibles localement au lieu d'importer un matériel sophistiqué trop onéreux.

En ce qui nous concerne, on a pu réaliser un amplificateur spécifique (aux signaux biologiques) de bonnes performances, à partir d'un simple et classique schéma d'amplificateur différentiel.

En outre, on a remédié au problème du manque de piles, en utilisant le secteur, afin d'avoir des tensions continues, d'efficacité assez proche de celle d'une pile, quoique les moyens mis à notre disposition, ne nous ont pas permis de parfaire les résultats.

Toutefois, ce travail n'est pas pour autant terminé ; d'autres améliorations devront suivre, et nous espérons qu'ainsi les portes sont ouvertes à l'étude des moyens de traitement et d'exploitation des données dans le domaine neurologique.

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

=====

- 1 - "The physiology of excitable cells".
"D.J AIDLEY"
- 2 - "Electrophysiological methods in biological records".
"Dr J. BURES - Dr J. ZAČLAR"
- 3 - Médical Electronique
"D.W HILL (I.E.E)"
- 4 - "Notion d'électronique appliquée à la biologie"
"P.GERIN" Editions Masson & Cie 1966
- 5 - "Pratique de l'électronique" 2 Tomes
"M. AVMIAUX" Edition Masson & Cie 1977
- 6 - "Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel"
"R.DUGEHAULT"
- 7 - "Filtres actifs"
"BILDSTEIN" Editions Radio 1976
- 8 - "Mesures électroniques"
"A. HAAS" Editions Radio 1964
- 9 - "Mesure sur les amplificateur B.F"
"J.SPELZ" DUNOD 1962
- 10 - "Construisez vos alimentations"
"J.C ROUSSEZ (ETSF 1974)
- 11 - "Alimentations électroniques"
"R.DAMAYE" Editions Radio 1982
"C.GAGNE"
- 12 - "Technologie d'électronique"
"J.MORNAUD"
- 13 - "Electroniques : Redressement 1ere Partie"
"M.MOUNIC" "Foucher 1969"