

U.S.T.H.B.

4/83

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

2 ex

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Ingéniorat d'Etat en Electronique



ETUDE DEBITMETRE ET UN REALISATION ELECTROMAGNETIQUE

PROPOSE PAR:

M. HADDADI

ETUDIE ET REALISE PAR:

ACHOUR Karim
BENYAHIA Mohamed

JANVIER 83

U.S.T.H.B.

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Ingéniorat d'Etat en Electronique

ETUDE DEBITMETRE ^{D'UN} ET REALISATION ELECTROMAGNETIQUE

PROPOSE PAR :

N. HADDADI

ETUDIE ET REALISE PAR :

ACHOUR Karim
BENYAHIA Mohamed

JANVIER 83

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à :
notre promoteur monsieur HADDADI ; pour nous avoir fait
confiance en nous proposant ce sujet et en nous conseillant
tout au long du travail.

Nous remercions monsieur BENMALEK pour nous avoir accepté
au niveau de son laboratoire (couches minces et cristaux)
au sein du commissariat aux énergies nouvelles, et plus
particulièrement pour son aide matérielle et morale dont
il nous a fait bénéficier durant l'élaboration de ce travail.

Nos remerciements vont également à messieurs DERDOURI,
MOUHOUB, MOUSSA, ainsi qu'à mademoiselle ABDELLALI, pour leur
aide, leur compréhension et le milieu de travail sympathique
qu'ils nous offrent au cours de cette période.

Que tous ceux qui ont participé de près ou de loin à
l'élaboration de ce modeste sujet, trouvent en ces lignes
notre reconnaissance la plus gracieuse.

A ma grand-mère.
A mon père.
A ma mère.
A toute ma famille.
A mes amis.

KARIM.

A mon père.
A ma mère.
A mes freres.
A tous mes amis.

MOHAMED.

<u>INTRODUCTION</u>	
<u>Chapitre I</u>	: - Généralité sur les écoulements..... 4 - Autres méthodes de mesure 7
<u>Chapitre II</u>	: - Calcul de la f.e.m. induite dans un liquide en mouvement 12 1°) - Equation de base 12 2°) - Intégration de l'équation de Poisson 13 3°) - Tube isolant 14 4°) - Tube conducteur environné d'un milieu isolant ; 16
<u>Chapitre III</u>	: - Problèmes Généraux 22 1°) - Dimensions et formes du conduit à adopter 22 2°) - Elimination des bruits parasites 23 3°) - Circuit magnétique 24 4°) - Influence de l'impédance d'entrée de l'amplificateur 25 5°) - Emploi d'une induction magnétique alternative 27 6°) - Influence du débit sur la polarisation des électrodes 33 7°) - Influence de la conductivité du fluide sur la mesure du débit 34 8°) - Débitmètre à induction sinusoïdale principe de la mesure du débit par la méthode de " LISSAJOUS " 36 9°) - Technique de mesure 38 - Conclusion
<u>Chapitre IV</u>	- Débitmètre à induction sinusoïdale enregistrement du débit 42 1°) - Méthode habituellement utilisée 42 2°) - Méthode proposée 43 3°) - Réalisation Pratique - Oscillateur 44 - Amplificateur de Puissance 46 - Adaptation 55 - Amplification 59 - Etage de détection 60

-
4°) - Résultat 63

CONCLUSIONS GENERALES 64.

INTRODUCTION

L'application la plus utile des systèmes photovoltaïque est sans doute le pompage de l'eau. Différents pays l'utilisent depuis longtemps.

Pour une station expérimentale de pompage un paramètre important est le débit de l'eau donc de la pompe.

C'est ce qui nous a amené à étudier un débitmètre et notre choix s'est fixé sur un débitmètre électromagnétique. La mesure d'un débit liquide peut être effectué par différentes méthodes :

Les méthodes directes utilisent des compteurs volumétriques tels que les compteurs rotatifs et les méthodes indirectes permettent la mesure par l'intermédiaire de variables auxiliaires : (voir autres méthodes de mesures).

Tout ces procédés sont souvent utilisés industriellement et sont très sensibles.

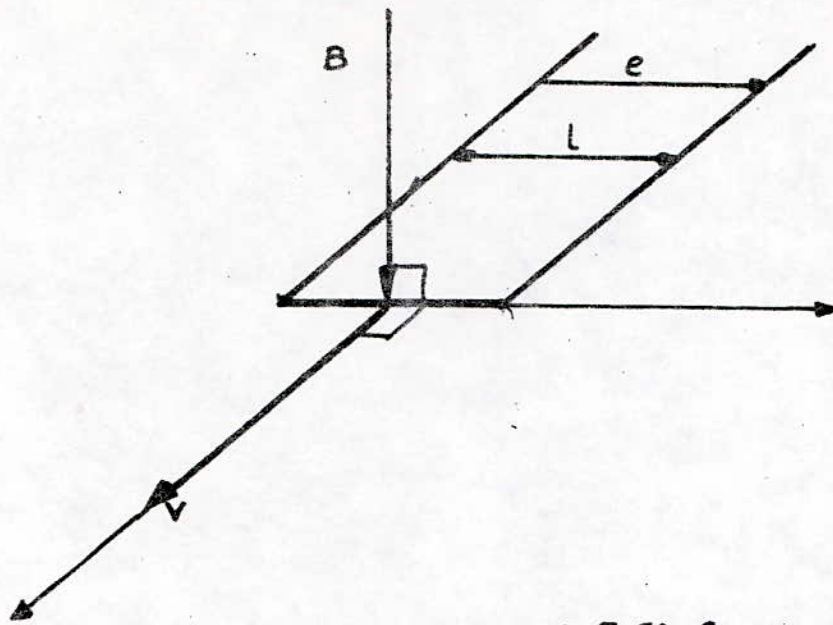
Lorsqu'un conducteur rectiligne de longueur L se déplace à la vitesse constante V , perpendiculairement à lui même, dans une induction magnétique B normale au plan défini par B et V ; une f.e.m. ($e = Blv$) est induite dans ce conducteur. (schéma 1).

Faraday en (1832) pensait déjà que cet effet existait également pour les liquides conducteurs. Espérant mettre en évidence le phénomène sous l'action du champ magnétique terrestre il plaçait deux électrodes au pont de Waterloo à Londres sur la Tamise. Mais les moyens dont il disposait à l'époque ne lui permirent pas de déceler la force électromotrice prévue.

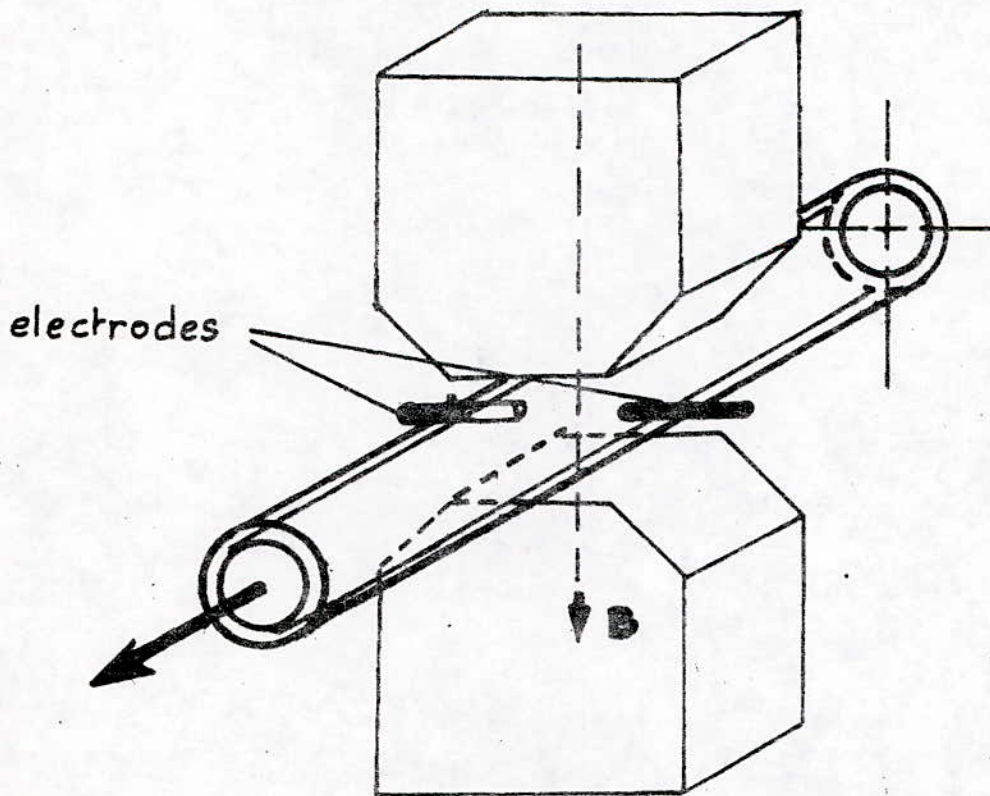
Il fallut attendre plus d'un siècle avant que le sujet soit à nouveau étudié. EN 1930 Willian vérifiait expérimentalement que la tension apparaissant aux extrémités du diamètre d'un tube de section circulaire (schéma 2) parcouru par un liquide conducteur et placé dans un champ magnétique uniforme, est indépendante de la distribution des vitesses lorsque cette distribution a un axe de symétrie. Dans les premiers essais utilisés on faisait appel à un champ magnétique continu, la f.e.m. produite tendait à polariser les électrodes. Les mesures étaient instables et très sensibles aux champs extérieurs;

Elles servirent toutefois point de départ à des recherches ultérieures. Pour supprimer cet inconvénient certains chercheurs employèrent une induction magnétique sinusoïdale.

L'utilisation d'électrodes non polarisables devenait inutile. Par contre le champ magnétique sinusoïdal introduit une f.e.m. d'induction dans le liquide et les conducteurs, cette f.e.m. sinusoïdale de grande amplitude est déphasée de 90° par rapport à la f.e.m. due au déplacement du liquide. Pour supprimer cette f.e.m. parasite différentes solutions ont été proposées entre autre : tension de compensation ..., certains de ces solutions ne donnent pas des résultats satisfaisants que lorsque la canalisation est fixée par rapport au circuit magnétique.



SCHEMA 1



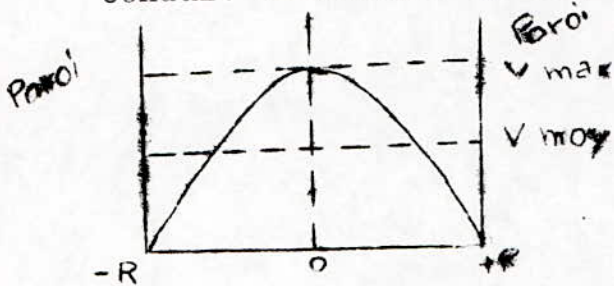
SCHEMA 2.

GENERALITES SUR LES ECOULEMENTS

1) Régime Laminaire :

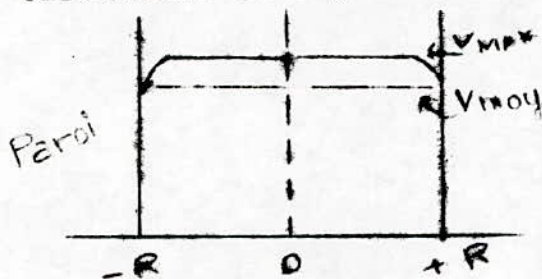
C'est un régime peu fréquent dans le domaine de l'hydraulique, car il suppose que la masse liquide en mouvement dans le tube est formée de filets liquides juxtaposés restant parallèles sans aucun enchevêtrement.

Dans la figure ci-dessous est représentée la répartition transversale des vitesses d'un fluide dans un conduit circulaire en régime laminaire.



2) Régime Turbulent :

C'est le régime le plus fréquent en hydraulique et qui nous intéresse dans notre cas. Dans ce régime il se crée des mouvements désordonnés qui se propagent dans toute la masse liquide en mouvement ci-dessous est représentée la répartition transversale des vitesses d'un fluide dans un conduit circulaire en régime turbulent.



.../...

En régime turbulent les fluctuations transversales des vitesses tendent à égaliser les vitesses beaucoup plus rapidement et le profil (répartition) prend une forme beaucoup plus aplatie. En particulier dans le cas d'un tube de section circulaire, le rapport de la vitesse maximale (sur l'axe de la section) à la vitesse moyenne est égale à 2 en régime laminaire et n'est plus qu'environ 1,2 en régime turbulent.

Perte de Charge :

La perte de charge ou perte d'énergie le long d'un courant liquide est due aux frottements des molécules liquides entre elles et contre les parois du dispositif solide (tube) qui guide le courant.

Ces frottements interviennent dès que le mouvement se produit puisqu'ils résultent de la viscosité du liquide et de la turbulence du régime.

Est si dans une canalisation il n'y a une perte de charge (perte d'énergie) il en résulte une diminution de la vitesse donc du débit.

Pour éviter cela on doit utiliser un tube dont les parois internes sont moins rugueuses.

Et pour la mesure du débit on doit placer les électrodes juste à la sortie de la pompe, mais cela pose un petit problème car l'écoulement à la sortie de la pompe présente des tourbillons et des cavités d'air qui faussent la mesure du débit. Pour y remédier à cela on peut disposer à l'amont du tube (entrée) des dispositifs tranquilisateurs telles que les grilles de façon à se rapprocher des bonnes conditions de mesure.

.../...

Remarques:

Les vitesses v ne sont pas réellement uniformes dans toute la section du tube et en particulier les molécules de fluide proches de la paroi ont une vitesse nulle, et l'anneau mince recouvrant la paroi est le siège d'un courant de conduction (qui prend naissance dans l'électrolyte qui est conducteur) et ce dernier avec la résistivité de cette couche mince provoque une chute de tension du générateur constitué par le capteur (électrodes + fluide en mouvement).

Compensation de cette chute de tension :

Pour un même débit le noyau central ayant une aire inférieure à la section totale, la vitesse moyenne dans ce noyau central est supérieure à la vitesse moyenne calculée sur la section totale

$$\left(\frac{V_{\max}}{V_{\text{moy}}} = 1,2 \right)$$

et la tension engendrée est donc plus grande que si l'écoulement était à vitesse uniforme dans la section totale et cette augmentation de tension vient donc compenser la chute due aux courants de circulation.

AUTRES METHODES DE MESURE DE DEBIT

Il existe plusieurs méthodes de mesure de débit parmi les plus largement développées on trouve celles qui utilisent un organe mécanique soumis à la vitesse du fluide, le phénomène résultant étant analysé par des dispositifs annexes mécaniques ou électroniques. Ces appareils tolèrent un certain degré d'intégration la rapidité de réponse ne présentant qu'un intérêt secondaire pour la mesure de débit à caractère industriel (ce qui n'est pas le cas en laboratoire).

Cependant la présence d'un obstacle placé dans l'écoulement peut être gênante (perte de charge, perturbation de la mesure, sécurité de fonctionnement).

D'autre part dans le cas d'analyse de circuit devant conserver toutes leurs caractéristiques géométriques il n'est pas possible d'incorporer un moyen supplémentaire modifiant les sections de passage, ce qui aurait pour conséquences de changer les caractéristiques dynamiques du système.

La méthode s'appuyant sur la détection de potentiels électriques engendrés au sein du fluide (méthode électromagnétique) ou sur la modification du temps de propagation d'ondes dans le milieu en mouvement (méthode ultrasonique) sont par principe beaucoup plus favorables. N'introduisant pas d'éléments nouveaux (qui sont en général perturbateurs) dans les canalisations, elles sont capables de suivre les variations rapides de la vitesse et il devient possible de faire une analyse détaillée du circuit étudié et d'en connaître le comportement réel.

La méthode ultrasonique nécessite beaucoup de matériels dont la disponibilité n'est pas facile, par contre les méthodes électromagnétique n'exige qu'un simple capteur et un circuit amplificateur, c'est ce qui nous a obligé à choisir la méthode électromagnétique et celle ultrasonique bien que cette dernière donne des résultats beaucoup plus satisfaisants.

Principes des divers procédés de mesures de débits liquides :

Procédés perturbateurs :

Débit mètres utilisant un organe déprimogène :

a.1) La grandeur d'un débit est mise en évidence en général par la mesure d'une pression différentielle.

Du fait que ces débit mètres ne comportent pas d'éléments mobiles, ils sont fort séduisants.

Malheureusement pour obtenir dans la plus part des cas, une précision suffisante, il faut apporter une correction importante en fonction du régime d'écoulement ou la nature du fluide. D'autre part la perturbation nécessairement apportée à l'écoulement pour créer la différence de pression rend cette méthode très incertaine pour des débits à fluctuations rapides.

.../...

a.2) Débit mètres à organes mécaniques entraînés par le fluide en mouvement (turbine, molinet, flotteur, etc...)

Les mesures de débits les plus répandues actuellement font encore appel à des organes mécaniques entraînés en rotation par l'écoulement. La théorie de ces dispositifs de mesure reste assez grossière et seul un développement empirique a permis d'obtenir par de tels procédés une précision acceptable et même parfois remarquables, puisque certains débit mètres de ce type fournissent la valeur de débit avec une erreur relative de l'ordre de 10^{-3} dans l'intervalle relativement large de régime d'écoulement. L'inconvénient majeur de ces appareils dans leur utilisation industrielle est une tenue relativement faible dans le temps, due essentiellement à l'usure et à l'encrassage des pièces mobiles. De plus le temps de réponse de tels appareils est fonction de la taille du dispositif et cela du fait de l'inertie de l'objet mobile (molinets, turbine etc...).

a.3) Débit mètres à effet " Vortex ".

La mesure de débit est fondée sur l'utilisation du mouvement oscillatoire forcé créé au sein du liquide. Un signal en fréquence est engendré par les " Vortex ", transformé en un signal périodique de fréquence proportionnelle au débit volumique traversant la section de mesure.

La précision qu'on peut obtenir avec les appareils est limitée.

Procédés non perturbateurs :

Ces procédés offrent cependant des perspectives les plus séduisantes. Ces procédés sont dits non perturbateurs en ce sens que la mesure s'effectue sans modification de l'écoulement ni de la section de canalisation. En plus du débit mètre électromagnétique qui l'objet de notre réalisation on peut citer :

b.1) Débit mètres thermiques :

Le principe de fonctionnement repose que les échanges de chaleur ou des modifications de températures dues à l'écoulement. L'inconvénients de ces appareils est qu'ils fournissent une précision limitée et un temps de réponse très large.

b.2) Débit mètres à traceurs :

On injecte en un point du fluide un produit de marquage (éléments radioactifs ou non) qui sera suivi ensuite par des dispositifs détecteurs. Il est ainsi possible de déterminer la vitesse moyenne du fluide soit par une mesure de temps de transit, soit par une mesure de concentration.

La mise en service d'une telle méthode est relativement délicate et la précision est limitée.

b.3) Débit mètres à effet " DOPPLER "

La mesure de la vitesse locale d'un écoulement peut être effectuée par celle de l'effet " DOPPLER " crée sur un rayonnement par des particules réfléchissantes transportées par l'écoulement.

On peut donc utiliser un rayonnement laser ou ultrasonore. Ces procédés ne permettent d'atteindre le débit qu'avec une précision relativement faible.

b.4) Débit mètres à ultrasons :

Le principe des débits mètres à ultrasons est fondé sur les modifications apportées à la transmission d'une onde acoustique par les mouvements du fluide traversé. La vitesse de propagation des ondes C se compose avec la vitesse V du fluide.

Le vecteur $\vec{V}' = \vec{V} + \vec{C}$ représentant la vitesse apparente de l'onde acoustique par rapport à un observateur fixe est donc modifiée par le mouvement du fluide (dont la vitesse est V).

Il suffit donc en principe de mesurer le temps de propagation d'une onde sur une distance, comme pour avoir une mesure de la vitesse du fluide donc du débit volumique.

CALCUL DE LA F.E.M. INDUITE DANS UN LIQUIDE EN MOUVEMENT

EQUATION DE BASE

Considérons un tube rectiligne, de section circulaire et de rayon interne a. Le liquide étant en mouvement nous supposons que la distribution des vitesses ne dépend que des coordonnées radiales r. L'induction magnétique continue et uniforme sur toute la section longitudinale du tube est supposée perpendiculaire à la vitesse d'écoulement ((schéma 3)).

Le déplacement du liquide dans cette induction magnétique induit des courants de densité j. Une différence de potentiel fonction de la vitesse apparait enchaque couple de points du liquide. Nous supposons que le liquide non magnétique est conducteur et que sa densité de charge est nulle. Nous admettrons également qu'il se déplace lentement dans une induction magnétique suffisamment faible pour les forces agissant sur les courants induits ne perturbent pas l'écoulement.

LES EQUATIONS FONDAMENTALES DE L'ELECTROMAGNETISME S'ECRIVENT :

- (1) $\vec{\text{rot}} \vec{E} = \vec{\text{rot}} \vec{E}_m - \frac{d \vec{B}}{dt}$
- (2) $\vec{\text{rot}} \vec{B} = \vec{j}$
- (3) $\vec{\text{div}} \vec{E} = 0$
- (4) $\vec{\text{div}} \vec{B} = 0$
- (5) $\vec{\text{div}} \vec{J} = 0$
- (6) $\vec{E} = \vec{j} \wedge \vec{B}$ (Loi d'Ohm)
- (7) $\vec{E}_m = \vec{v} \wedge \vec{B}$ (Loi de Faraday)

En introduisant le potentiel vecteur A ($B = \text{rot } A$)
 on obtient $\text{rot} \left(\vec{E} - \vec{E}_m + \frac{d\vec{A}}{dt} \right) = 0$
 si V est le potentiel scalaire
 (8) $\vec{E} - \vec{E}_m + \frac{d\vec{A}}{dt} = - \text{grad } V$

En prenant la divergence de cette équation et en
 remplaçant E_m par sa valeur nous obtenons
 (9) $V = \text{div} \vec{A} - \frac{d}{dt} \text{div } A$ (équation de Poisson)

INTEGRATION DE L'EQUATION DE POISSON

Avec les hypothèses précédentes on peut écrire :

$$V = V_k = V_k(r)$$

$$B = B_j = \text{constante}$$

L'équation de Poisson devient :

$$V = B \cdot \frac{dy}{dr} \cdot \cos \theta$$

soit en coordonnées cylindriques en posant $V = y \cos \theta$

$$(10) \quad r^2 \frac{d^2y}{dr^2} + r \frac{dy}{dr} - y = r^2 f(r)$$

$$\text{ou } f(r) = -B \frac{dy}{dr}$$

Nous obtenons une équation de Cauchy qui peut être réduite
 à une équation linéaire à coefficients constants par la
 transformation $r = e^u$

$$\frac{d^2y}{d^2u} - y = e^{2u} \cdot f(r)$$

Par intégration on trouve finalement :

$$V = \left[c_1 \cdot r + \frac{c_2}{r} + \frac{1}{2} r \int f \cdot dr - \frac{1}{2} r \int r^2 \cdot f \cdot dr \right] \cos \theta$$

Où c_1 et c_2 sont des constantes d'intégration.

Comme V ne doit pas présenter de discontinuité dans la
 région considérée on a $c_2 = 0$ et

$$V = \left[c_2 + \frac{1}{2} r \int f \cdot dr - \frac{1}{2r} \int r^2 \cdot f \cdot dr \right] \cos \theta$$

L'intégration par parties du troisième membre de cette équation donne en tenant compte que :

$$f(r) = -B \frac{dv}{dr}$$

$$(11) V = \left[Cr - \frac{B}{2} \frac{Q(r)}{r} \right] \cos \theta$$

où $Q(r) = 2 \int V(r) \cdot r \cdot dr$ est le débit moyen dans un tube de rayon r . Cette relation entre V et Q permet d'énoncer certaines propriétés du potentiel scalaire $V(r, \theta)$

1°) pour un rayon r quelconque

$$V(r, \alpha) = -V(r, \theta + \pi)$$

$$V(r, \frac{\pi}{2}) = V(r, -\frac{\pi}{2}) = 0$$

2°) pour $r = 0$

$$V(0, \theta) = 0$$

3°) Le potentiel est indépendant de la Loi de distribution des vitesses et de la conductivité.

Il faut maintenant déterminer la constante d'intégration c à partir des conditions aux limites.

TUBE ISOLANT (schéma 4)

1°) Conditions aux limites

Compte tenu des relations (6) et (7) et $\frac{\partial B}{\partial t} = 0$;

l'équation (8) s'écrit

$$\vec{J} - \vec{V} \wedge \vec{B} + \text{grad } V = 0$$

ou en coordonnées cylindriques

$$(12) J_r + \sigma V_B \cos \theta + \sigma \frac{\partial V}{\partial r} = 0$$

$$(13) J_\theta - \sigma V_B \sin \theta + \frac{\sigma}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} = 0$$

D'après les conditions aux limites pour $r = a$ nous avons $J(r) = 0$ (tube isolant) et $v=0$ donc $\left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_a = 0$
 En remplaçant dans (12) V par sa valeur on obtient

$$(14) \quad C + \frac{BQa}{2\pi a^2} - \frac{B}{2\pi a} \left(\frac{dQ(r)}{dr} \right)_a = 0$$

De l'équation $Q(r) = 2\pi \int v(r) r \cdot dr$ nous obtenons en différentiant $Q'(r) = 2\pi v(r) \cdot r$ puisque $v(a) = 0$; $Q'(a) = 0$ L'équation (14) donne (15)

$$C = - \frac{BQ(a)}{2\pi a^2}$$

2°) Equation du débit

En remplaçant dans (11) le coefficient C ; précédemment trouvé, nous obtenons :

$$V = - \frac{B}{2\pi} \left[\frac{Q(a)r}{a^2} + \frac{Q(r)}{r} \right] \cos \theta$$

La différence de potentiel entre les extrémités 1 et 2 du diamètre perpendiculaire à B ; est obtenue en faisant $r = a$;

$$\theta_1 = 0; \quad \theta_2 = \pi \quad V = V(a, \pi) - V(a, 0) = \frac{B}{\pi}$$

$$\left[\frac{Q(a)}{a} + \frac{Q(a)}{a} \right] \quad V = \frac{2BQ(a)}{a \pi}$$

$$(16) \quad \boxed{Q(a) = \frac{\pi a V}{2B}}$$

.../...

TUBE CONDUCTEUR ENVIRONNÉ PAR UN MILIEU ISOLANT

1°) Potentiel électrique

Considérons un tube cylindrique conducteur, immobile de rayon externe ($r = b$) et de rayon interne $r = a$ (schéma 5). Pour le domaine compris entre $r = a$ et $r = b$ nous avons, d'après les équations de Maxwell $\Delta V = 0$ et en coordonnées cylindriques :

$$\frac{d^2V}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dV}{dr} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2V}{d\theta^2} = 0$$

Pour intégrer cette équation il est nécessaire de connaître les conditions aux limites.

2°) Conditions aux limites liquide - tube

Nous avons l'absence de charges superficielles $\text{div } J = 0$ et à la limite de la séparation fluide - tube

$$J_{rf} = J_{rt}$$

On J_{rf} est la composante radiale de J à la limite dans le fluide et J_{rt} est la composante radiale de J à la limite dans le tube

Pour $r = a$ $v = 0$ donc

- $\text{grad } V_{af} = E_F$ côté fluide

- $\text{grad } V_{aT} = E_T$ côté tube.

Ces équations transformées avec la Loi d'Ohm donnent :

- $\text{grad } V_{aF} = \frac{J_f}{\sigma_F}$

- $\text{grad } V_{aT} = \frac{J_T}{\sigma_T}$

ou σ_T est la conductivité du tube et σ_F est la conductivité du fluide.

En coordonnées polaires nous aurons :

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aT} = - J_{rT} / \sigma_T$$

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aF} = - J_{rF} / \sigma_F$$

d'où on déduit d'après (17)

$$(18) \left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aT} = \frac{\sigma_F}{\sigma_T} \left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aF}$$

Cette équation montre que, à la limite de séparation, la composante normale du gradient du potentiel est discontinue alors que le potentiel reste continu. Dans le liquide.

$r = a$ nous avons d'après l'équation (11)

$$V = \left[Ca - \frac{BQ(a)}{2\pi a} \right] \cos \theta$$

Cette équation est valable aussi pour $r = a$ côté parois et on a

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aF} = \left[C + \frac{BQ(a)}{2\pi a^2} \right] \cos \theta$$

et d'après la relation (18)

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_{aT} = \frac{\sigma_F}{\sigma_T} \left[C + \frac{BQ(a)}{2\pi a^2} \right] \cos \theta$$

Posons $K_1 = Ca - \frac{BQ(a)}{2\pi a}$ et

$$K_2 = \frac{\sigma_F}{\sigma_T} \left[C + B \frac{Q(a)}{2\pi a^2} \right]$$

Les conditions aux limites pour $r = a$ (côté tube)

$$\begin{aligned} \text{deviennent } (V)_a &= K_1 \cos \theta \\ \left(\frac{\partial V}{\partial r}\right)_a &= K_2 \cos \theta \end{aligned} \quad (19)$$

.../?...

3°) Conditions aux limites pour la paroi externe (r = b)

Pour r = b nous supposons que le milieu extérieur est isolant et pour les mêmes raisons que celles considérées au 2°)

$$(J_r)_{r=b} = 0 \quad \text{et} \quad \left(\frac{\partial V}{\partial r} \right)_{r=b} = 0$$

4°) Intégration de l'équation de la place dans les parois du tube

Le potentiel V doit être solution de l'équation $\Delta V = 0$ dans la couronne circulaire définie par r = a et r = b. D'autre part les trois équations aux limites (19) et (20) doivent être satisfaites par le potentiel V.

Utilisons une méthode de séparation des variables et supposons que (21) $V = R(r) T(\theta)$.

La solution suivante est obtenue :

$$(22) \quad R = C_1 r + C_2/r \quad \text{et} \quad T = \cos \theta$$

Des équations (21) et (22) nous tirons

$$V = \left[C_1 r + \frac{C_2}{r} \right] \cos \theta$$
$$\frac{\partial V}{\partial r} = \left[C_1 - \frac{C_2}{r^2} \right] \cos \theta$$

Pour r = a et r = b compte tenu de (19) et (20)

$$V(a) = \left[C_1 a + \frac{C_2}{a} \right] \cos \theta = K_1 \cos \theta$$

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r} \right)_a = \left[C_1 - \frac{C_2}{a^2} \right] \cos \theta = K_2 \cos \theta$$

$$\left(\frac{\partial V}{\partial r} \right)_b = \left[C_1 - \frac{C_2}{b^2} \right] \cos \theta = 0$$

.../...

En remplaçant K_1 et K_2 par leur valeur trouvée précédemment nous avons un système de 3 équations à trois inconnues C , C_1 , et C_2 .

En posant $\alpha = \frac{BQa}{2\pi}$; $\beta = \sigma_F / \sigma_T$ (23)

$q = \frac{b^2+a^2}{b^2-a^2}$ on obtient finalement

(24) $V = - \frac{2q \alpha \beta}{(b^2 + a^2) (1 + \beta q)} \left(r + \frac{b^2}{r} \right) \cos \theta$

L'équation (24) donne le potentiel V à l'intérieur des parois du tube conducteur ($a < r < b$).

5°) Relation entre le débit et la différence de potentiel

En mesurant V c'est à dire $V_1 - V_2$ entre les points 1 et 2 correspondant à $r = b$, $\theta = \pi$ et $\theta = 0$ (schéma 5) de l'équation (24) il résulte que

$V = \frac{8bq \alpha \beta}{(b^2 + a^2) (1 + \beta q)}$

L'introduction de (23) permet d'obtenir le débit :

$Q(a) = \frac{\pi [(b^2 + a^2) \beta + (b^2 - a^2)] V}{4 B b \beta}$

En introduisant le rapport des rayons $n = \frac{a}{b} < 1$

$Q(a) = \frac{\pi b [(1+n^2) \beta + (1 - n^2)] V}{4 B \beta}$

.../?...

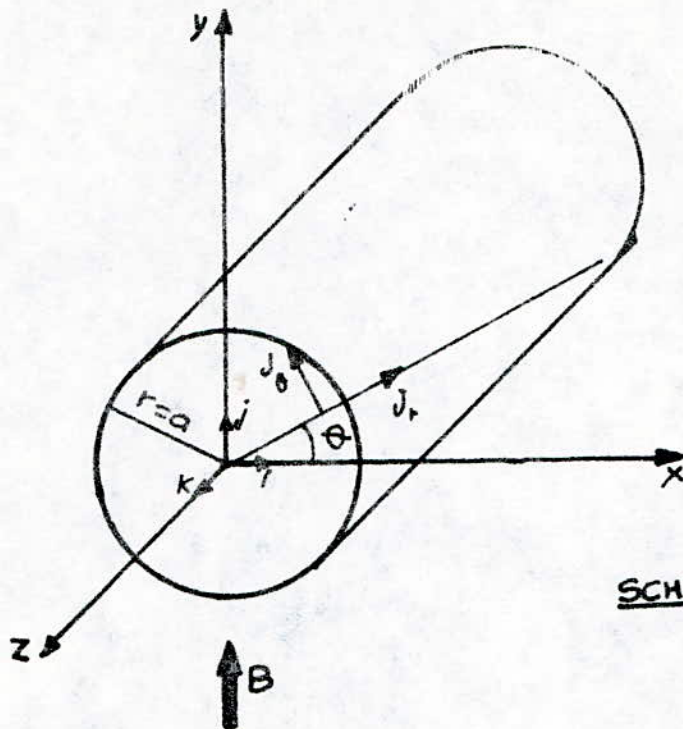
Conclusion : Dans tous les cas étudiés le débit moyen est proportionnel à la différence de potentiel et inversement proportionnel à l'induction magnétique B.

$$Q = K \quad V/B$$

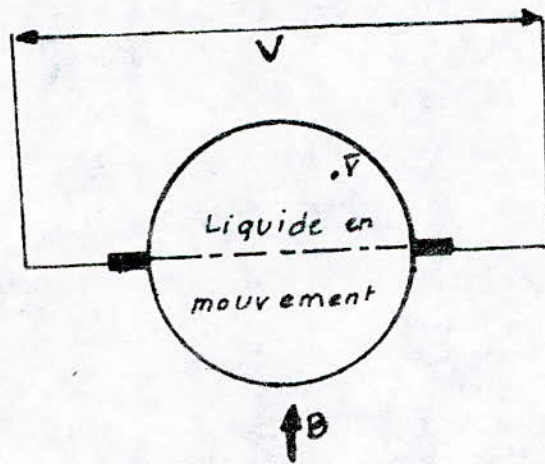
K étant une constante qui peut être déterminée expérimentalement.

Remarque : Lorsque l'on emploie une induction magnétique alternative la relation entre Q et V conserve la même forme.

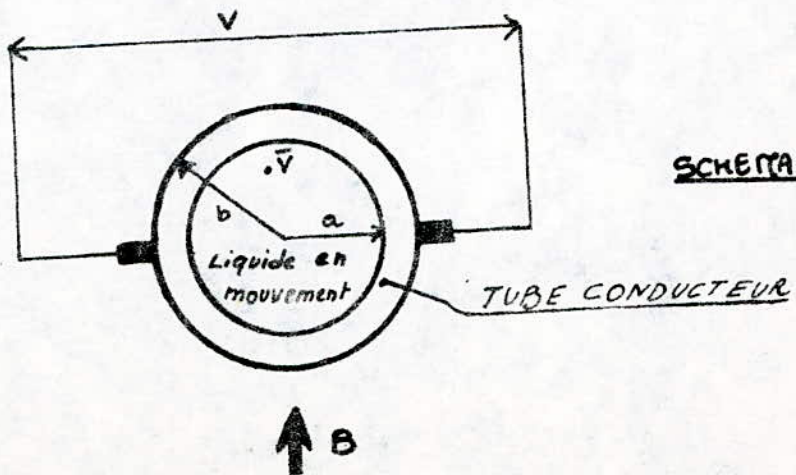
.../...



SCHEMA 3



SCHEMA 4



SCHEMA 5

1) Dimension et forme de la section du conduit de mesure

Généralement quand on mesure un débit pour des raisons pratiques on emploie un tube de mesure de section circulaire. La tension qui prend naissance entre les électrodes est :

$$e = Blv \quad \text{puisque } Q = Sv \quad \text{donc}$$
$$e = Bl \frac{Q}{S} \quad \text{et comme } S = \pi \frac{d^2}{4}$$

$$\text{donc } e = B.l. \frac{Q}{\pi d^2} \times 4$$

d'on $e = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{B}{d} Q$ il en ressort de cette formule que pour un débit constant, la tension détectée est d'autant plus forte que le diamètre du tube de mesure est plus réduit. Il y a donc théoriquement intérêt à utiliser des tubes de plus faible diamètre possible, mais on ne peut aller très loin dans cette voie en raison des perturbations que peut engendrer la pression de l'eau (éjection des électrodes fuite d'eau).

Elimination des bruits parasites.

L'impédance inter électrodes étant élevée, on recueille alors des signaux parasites provenant de la pompe et de l'écoulement du liquide.

Une méthode pour atténuer ces bruits consiste à placer à chaque extrémité du tube de mesure isolant deux tubes conducteurs réunis à la terre. Les " effets de main " et les bruits provenant de la pompe seront pratiquement éliminés. (schéma 7).

L'influence des parasites extérieurs est également fortement diminuée par le blindage formé par ces deux tubes. Les tubes que nous avons utilisés sont en acier inoxyidable non ferromagnétique. Ils sont emmanchés dans le tube de mesure en plexiglass et une légère couche de colle assure l'étanchéité des raccords. La distance entre les deux tubes ne doit pas être trop faible par rapport à leur diamètre interne. Leur résistivité étant inférieure celle des liquides conducteurs usuels, ils produiraient un effet de " shunt interne " qui réduirait la tension induite par le déplacement du liquide.

Une distance égale au double du diamètre n'amène qu'une diminution négligeable de la sensibilité et assure encore une mise à la terre très efficace.

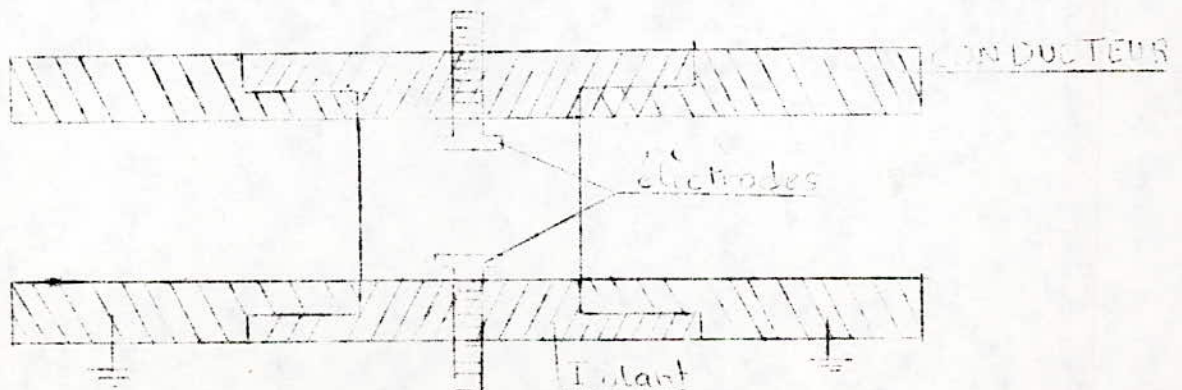


Schéma 7

CIRCUIT MAGNETIQUE

Influence de la largeur

Dans la théorie nous avons supposé que le champ magnétique était uniforme sur une grande longueur par rapport au diamètre de la conduite. En fait l'épaisseur t de l'électro-aimant est limité pour des raisons de fabrication. (Schéma 8 a). Le champ maximum dans l'entrefer diminue lorsqu'on s'éloigne du centre (schéma 8 b). La f.e.m. induite par l'écoulement décroît de façon similaire. Des courants dans le plan xoz dont l'allure est donnée par la figure 8 c sont induits. Il en résulte une chute de tension entre les deux électrodes qui réduit la sensibilité de la mesure. Certains ouvrages donnent les variations de la sensibilité relative K en fonction du rapport de l'épaisseur du circuit magnétique t sur la largeur de l'entrefer g . lorsque t/g est grand, la chute de tension est faible et ne dépend que de la résistivité du liquide. Lorsque t/g est faible la distribution du champ magnétique dans l'entrefer dépend principalement des formes (dimension).

Influence de la courbe des lignes de champs

Nous disposons d'une force magnéto-motrice fixe qui, pour des raisons de réalisation, ne peut être augmentée. Il comporte de l'utiliser de façon optimum pour produire la plus forte induction magnétique possible. Le circuit magnétique utilisé de section relativement faible donne une induction non uniforme. Les lignes de champs seront courbées dans les plans xoy et zoy . (Schéma 8 a). La perte de sensibilité qui en résulte dépend encore du rapport t/g .

.../...

La tension détectée est donc multipliée par un nouveau facteur K' .

$$e = KK' Blv$$

Influence de l'impédance d'entrée de l'amplificateur

La résistance interne d'un capteur à électrodes plein d'un fluide déterminé est proportionnelle à la distance interne électrodes. On peut en déduire que l'erreur due à la résistance interne (quand varie d'une eau à une autre) est plus grande quand la distance entre les électrodes est très grande.

comme $R = \rho \cdot \frac{l}{s}$

R = Résistance interne du capteur

l = distance entre les électrodes

s = surface des électrodes.

On remarque qu'on a intérêt à prendre des électrodes de grande surface si on veut éloigner les électrodes et de ce fait on peut éliminer la dépendance de la résistance interne du capteur en fonction des dimension, et une fois qu'on aura gardé le rapport $\frac{l}{s}$ constant (dans le cas de l'interchangeabilité des électrodes); on remarque que l'impédance du capteur varie avec la conductivité du fluide. Est si l'impédance d'entrée du circuit d'amplification ne peut être considérée comme infini par rapport à l'impédance du capteur (électrodes + fluide), il se produit une erreur de mesure est cette erreur dépendrait de la conductivité car la composition en minéraux et en sels de l'eau varie d'un endroit à un autre.

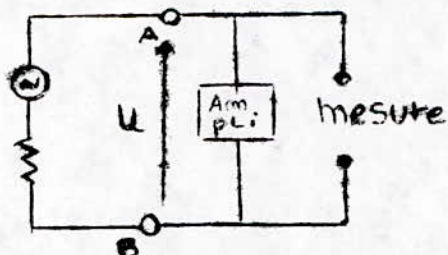
.../...

Par contre si l'impédance d'entrée du circuit d'amplification est beaucoup plus grande (par exemple mille fois) que l'impédance du capteur, l'erreur est très faible ($1/1000$). Donc plus grande sera l'impédance d'entrée de l'ampli, plus l'erreur due à la variation de la conductibilité du fluide sera faible.

Dans notre cas on se place dans la situation la plus défavorable (eau pure) où la résistance interne du capteur est la plus grande possible et à partir de là on essaiera d'avoir un amplificateur dont l'impédance d'entrée est mille fois plus grande par exemple.

Pour résumer cela :

Le système constitué par les 2 électrodes et le fluide en mouvement est équivalent à un générateur de f.e.m. e (qui est l'information proportionnelle au débit) et de résistance interne R . Et pour qu'il n'y ait pas de chute de tension aux bornes de R , il faut que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit très grande



$$\text{par exemple } Z_e = 1000 R \Rightarrow U = e \left(1 - \frac{1}{1000} \right) \approx e.$$

Et si on mesure une eau courante dont la conductivité plus grande (R plus petite), l'erreur commise sera encore plus faible.

Conclusion

Pour que la sensibilité ne dépende pas de la résistivité du liquide, il faudrait que l'impédance d'entrée de l'amplificateur utilisé pour la détection du signal soit infinie.

Comme l'impédance inter-électrodes est élevée la sensibilité dépend de la résistivité du liquide et de la valeur de l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

Actuellement on peut trouver sur le marché des amplificateurs opérationnels dont la résistance d'entrée peut être rendue très grande lorsqu'ils sont utilisés en suiveur (séparateur d'impédances); ou avec des montages types bootstrap.

Emploi d'une induction magnétique alternative

Quand on utilise une induction magnétique continue la polarisation provenant des électrodes, provenant de la tension induite par le déplacement du liquide, devient de plus en plus importante lorsque la durée de la mesure augmente.

La tension détectée tend à diminuer.

D'autre part, bien que les électrodes soient de même nature, il existe toujours une tension résiduelle de polarisation, lorsque le liquide est immobile.

Cette tension dépend de paramètres difficilement contrôlables tels que : la nature des électrodes et leur état de surface, la température et l'agitation du liquide, etc... Nous venons par la suite que cette tension varie avec le débit.

Pour remédier à ces difficultés dans le cas des faibles débits on utilise une induction magnétique alternative. Le signal apparaissant entre les électrodes est également alternatif et les effets de polarisation diminuent.

De plus l'amplification à courant alternatif facilite la détection du signal et les condensateurs de liaison bloquent la tension continue de polarisation des électrodes. Malheureusement l'utilisation d'un champ magnétique alternatif induit des tensions indésirables et indépendantes du débit. Ces tensions sont induites dans les électrodes et les conducteurs par couplages capacitifs et inductifs avec les bobines de l'électro-aimant.

Réduction de la tension induite par couplage capacitif :

Cette tension diminue en utilisant un électro-aimant dont la bobine est alimentée sous faible tension, en blindant électrostatiquement les conducteurs reliés aux électrodes et en mettant le circuit magnétique au potentiel de la terre. Une alimentation de l'électro-aimant en basse fréquence augmente l'impédance de la capacité de couplage bobine - électrode et réduit encore cette tension.

Réduction de la tension induite par couplage inductif

La f.e.m. induite due à la Loi de Lenz $e = - \frac{d\phi}{dt}$ est la cause des principales difficultés rencontrées dans la réalisation dans ce débit mètre considérons le cas d'induction magnétique de la forme : $B = B_0 \cos \omega t$ si $\phi = BS$ le flux traversant la boucle constituée par les conducteurs (schéma 14) la f.e.m. induite dans cette boucle est $e = - S B_0 \omega \sin \omega t$ $\omega = 2\pi f$

Cette f.e.m. est donc :

- proportionnelle à B.
- proportionnelle à la fréquence f.
- proportionnelle à la section orthogonale S faite par la boucle par rapport aux lignes de champ.
- déphasée de 90° par rapport à l'induction donc par rapport à la f.e.m. désirée.

Si aucune précaution n'est prise, cette tension peut être beaucoup plus grande que le signal utile et la détection de ce signal devient impossible.

.../...

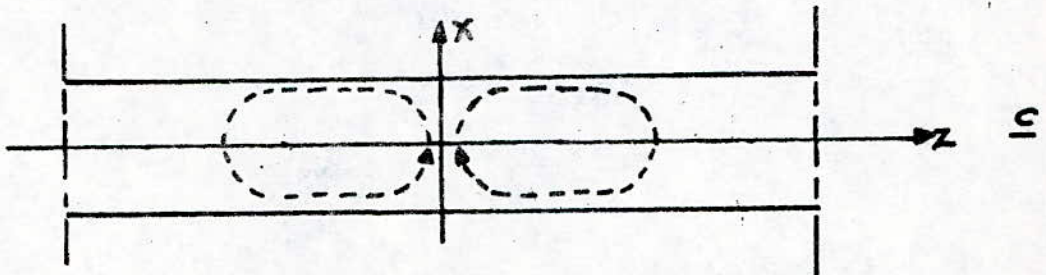
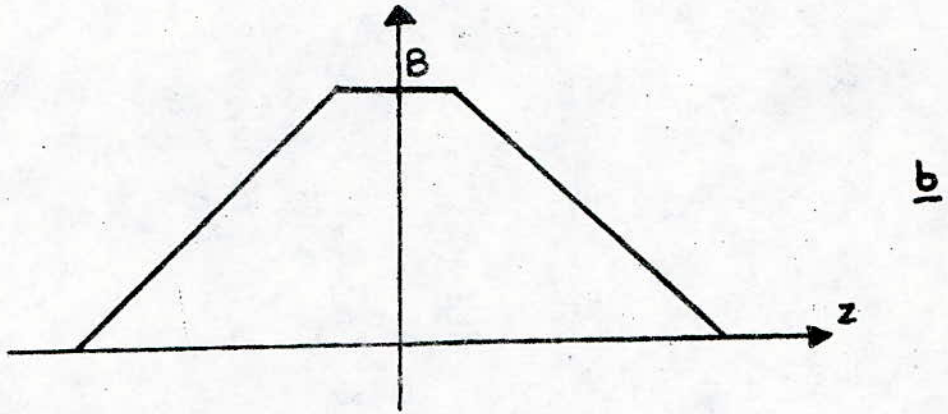
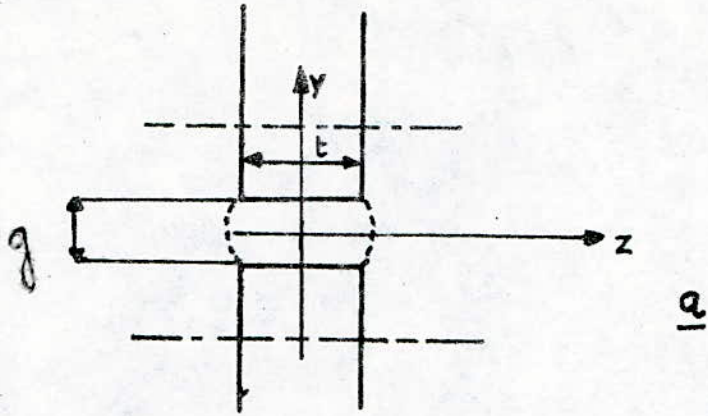
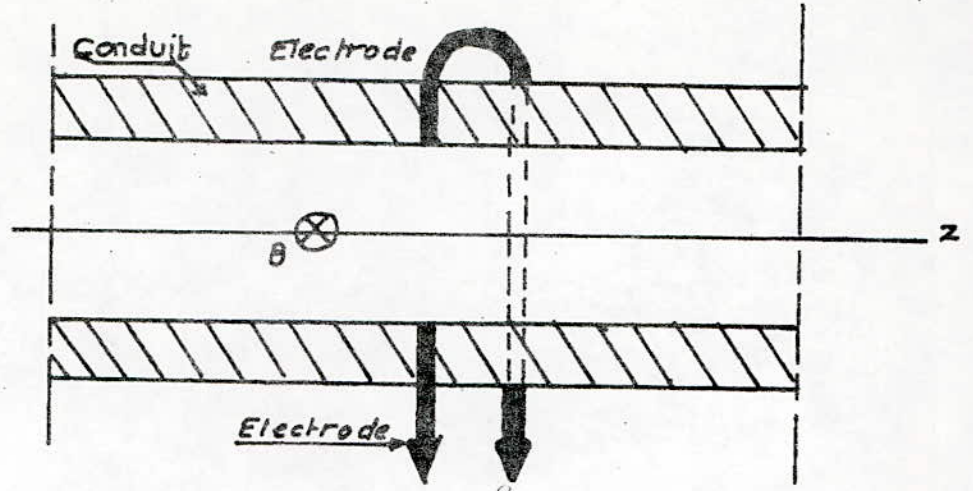
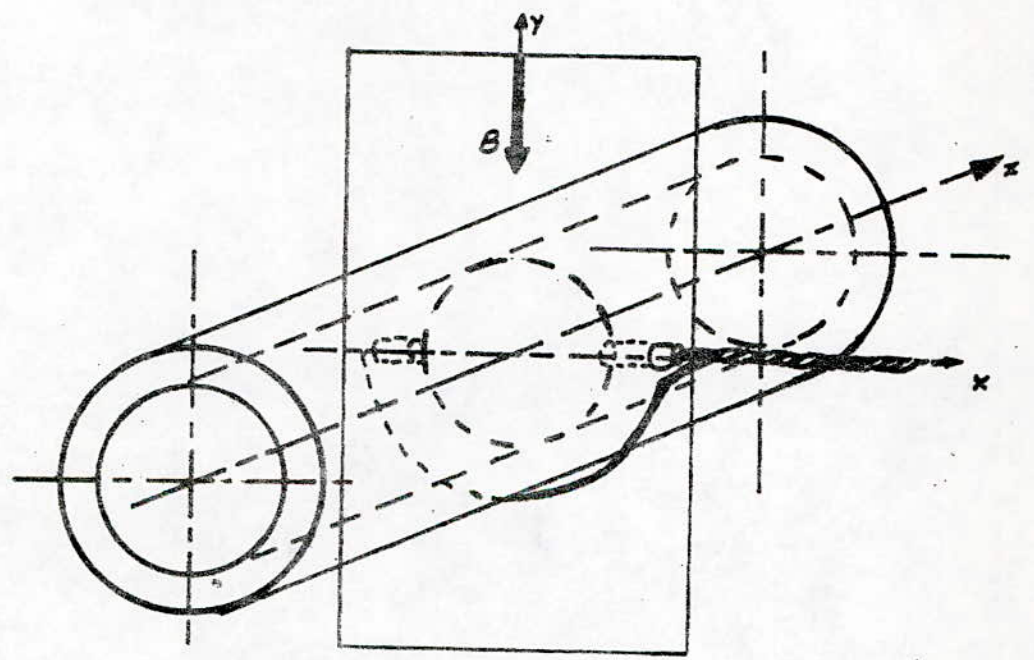


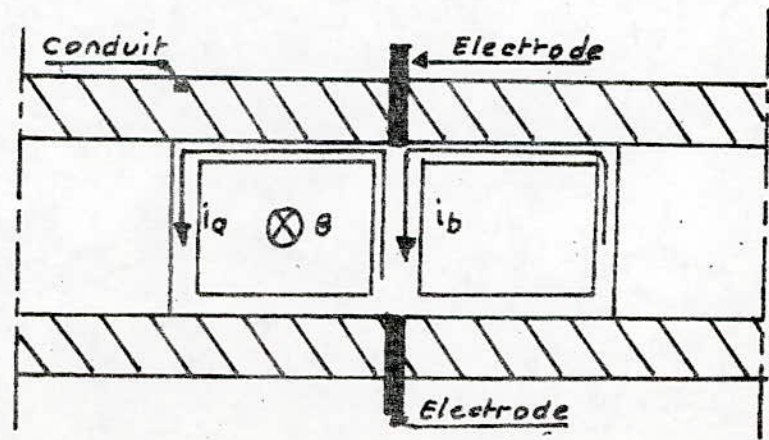
figure 8



SCHEMA 10.



SCHEMA 11.



SCHEMA 12.

Diminution de la section S :

Quelle que soit la position des conducteurs dans l'entrefer, on ne peut éviter la réalisation d'une boucle coupant les lignes d'induction magnétique.

Si la boucle faite par les fils de sortie est parallèle aux lignes d'induction, la tension induite est nulle (schéma 11). Le réglage du parallélisme du plan de la boucle avec les lignes d'induction est extrêmement important.

Etant donné la sensibilité de ce réglage le tube de mesure doit être parfaitement immobile par rapport au circuit magnétique. Les conducteurs dès la sortie des électrodes sont torsadés ensemble afin de minimiser les tensions induites. Nous pouvons expliquer cela de cette manière : on sait que la tension induite est $e_2 = -\frac{d\phi}{dt}$ et comme $\phi = BS$, sachant que \vec{B} est une fonction sinusoïdale du temps et que $\vec{S} = \vec{n} \cdot S$ avec \vec{n} étant la normale à la boucle (S) et θ l'angle que fait (\vec{n} et \vec{B}); pour que ϕ soit nulle θ doit prendre la valeur de $\frac{\pi}{2}$ d'où on a $\phi = B \sin \omega t \cdot S \cdot \cos \theta = B \sin \omega t \times S \cos \frac{\pi}{2} = 0$ donc forcément $e_2 = 0$ d'où élimination de la tension parasite.

Tension induite dans le liquide :

Considérons la conduite isolante avec le liquide conducteur immobile entre les électrodes placées dans un champ magnétique alternatif.

.../...

Ce champ magnétique induit dans le liquide située entre les deux électrodes est parcouru par deux courants en opposition de phase. La tension entre les deux électrodes est nulle et statiquement l'équilibre n'est jamais perturbé si le liquide est homogène. (schéma 12).

Influence des harmoniques du champ :

La tension parasite induite est proportionnelle à la fréquence, toute présence d'harmonique dans l'induction magnétique augmente l'amplitude de cette tension. C'est pour cela que l'on a intérêt à ce que le taux d'harmoniques soit extrêmement faible d'où l'utilisation de petits électroaimants dont la saturation est très vite atteinte.

Influence du débit sur la polarisation des électrodes :

Nous avons vu que lorsque le débit est constant ou nul la polarisation des électrodes varie lentement dans le temps. L'emploi d'un champ magnétique alternatif permet l'utilisation d'un amplificateur dont les condensateurs de liaison bloquent ces variations de polarisation. L'expérience montre que cette tension dépend de la nature des électrodes et de l'état de la surface de ces dernières.

Dans le cas d'un champ alternatif, pour éliminer cette tension parasite deux solutions sont possibles :

- utiliser un amplificateur dont le gain diminue rapidement du côté des basses fréquences.
- choisir convenablement les électrodes.

Influence de la conductivité du fluide sur la mesure du débit :

Conduction et conductibilité des électrolytes :

La conduction électrolytique est le passage du courant électrique dans les électrolytes effectué par transfert de charges électriques portées par des ions.

La formule donnant la densité de courant due à la dérive des ions s'écrit : $j_i = n_i e v_i$

$j_+ = n_+ e v_+$ avec j_+ = densité des ions positifs.
 n_+ = concentration en ions positifs.
 e = charge de l'ion.
 v_+ = vitesse de dérive des ions positifs.

de même $j_- = n_- e v_-$ pour les ions négatifs.

La densité totale s'écrit : $j = j_+ + j_- = n_+ e v_+ + n_- e v_-$

Comme dans les électrolytes les conductions en ions positifs et négatifs sont égales (la molécule se dissocie en 2 ions); ceci entraîne que : $n_+ = n_- = \alpha n$.

avec α = taux de dissociation

et n : nombre de molécules présentés par unité de volume.

Les vitesses des ions peuvent être exprimées par leur mobilité et l'intensité du champ électrique appliqué à l'électrolyte ($E = \frac{e}{d}$) (d : distance entre les électrodes)

ona : $v_+ = b_+ E$ et $v_- = b_- E$ b_+ et b_- étant respectivement les mobilités des ions positifs et négatifs.

D'autre part la mobilité varie en sens inverse avec la viscosité du fluide : $b = A \eta^{-1}$ (η = viscosité) on remarque que la densité de courant est proportionnelle à l'intensité du champ électrique.

D'après la Loi d'Ohm pour les conducteurs électrolytiques (comme pour les conducteurs métalliques), la conductibilité a pour expression : $\sigma = ne\alpha(b_+ + b_-)$.

On remarque que la conductibilité σ est d'autant plus élevée que le taux de dissociation α est plus grand (concentration en ions plus grande) et que les mobilités des ions b_+ et b_- sont plus grandes (viscosités très faibles).

On peut conclure que :

Quand la température des électrolytes augmente, la résistance électrique (inverse de conductance) décroît ce qui entraîne que les électrolytes possèdent des coefficients de température négatifs, et cela pour 2 causes essentielles :

- l'augmentation de la température fait croître le taux de dissociation α .
- quand un liquide est chauffé sa viscosité diminue; ce qui entraîne une augmentation de la mobilité des ions et par suite une augmentation de la conductibilité électrique σ .

PRINCIPE DE LA MESURE DU DEBIT PAR LA METHODE DE LISSAJOUS

Cette méthode permet d'étudier directement les tensions induites aux bornes des électrodes par un champ sinusoïdal.

Soit $B = B_0 \sin \omega t$ l'induction magnétique dans l'entrefer de l'étré-aimant. Lorsque le liquide est en mouvement une tension $e_1 = Blv$, proportionnel à la vitesse du fluide apparait entre les électrodes. On peut l'écrire :

(25) $e_1 = B_0 lv \sin \omega t$. Comme on sait que la f.e.m. de self induction est $e_2 = \frac{d\phi}{dt}$ on peut écrire que

$$e_2 = -SB_0 \omega \cos \omega t \quad (26)$$

où S est la section normale présentée par la boucle de fils aux lignes d'induction. Ces deux f.e.m. sont en quadrature. La f.e.m. totale détectée est :

(27) $e = e_1 + e_2 = B_0 lv \sin \omega t - SB_0 \omega \cos \omega t$ qu'on écrira $e = a \cos \omega t + b \sin \omega t$.

On applique sur l'entrée y d'un oscilloscope cette tension (e) et sur l'entrée x de ce même oscilloscope le signale $e_3 = A \cos \omega t$. (28)

En éliminant le temps entre les relations (27) et (28) on trouve le système suivant :

$$\begin{cases} \cos \omega t &= \frac{e_3}{A} \\ \sin \omega t &= \frac{e - \frac{a}{A} e_3}{b} \end{cases}$$

comme on sait que $\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t = 1$ d'ou

$$\frac{e_3^2}{A^2} + 1 + \frac{a^2}{b^2} + \frac{e^2}{b^2} - \frac{2a}{Ab} \cdot e \cdot e_3 = 1 \quad (29)$$

Equation d'une ellipse d'axes inclinés. (schéma 13-1)

Aux instants $t = \frac{T}{4}$ et $t = \frac{3T}{4}$ on a $\cos(\omega t) = 0$.

donc $e_2 = 0$ et $e_3 = 0$; et $e = e_0 = \pm B_0 l v$

L'ordonnée à l'origine de l'ellipse (29) est donc proportionnelle à la vitesse moyenne du liquide dans la conduite. La valeur de la tension lue en ce point de l'ellipse correspond à la valeur crête de l'induction dans l'entrefer.

Lorsque la vitesse d'écoulement est nulle $b = 0$, et comme d'après l'équation (27) e sera égale à $a \cos(\omega t)$ d'où $e = a \cos(\omega t)$ et comme $\cos(\omega t) = \frac{e_3}{A}$ cela implique que

$e_2 = \frac{a}{A} e_3$ la figure qui doit être obtenue sur

l'écran de l'oscilloscope est en principe une droite d'équation, ci-dessus. (voir schéma 13-2).

On constatera que la tension e_0 est :

a) indépendante de la f.e.m. induite e_2 dans les conducteurs des électrodes.

b) indépendante de la tension $e_3 = A \cos(\omega t)$ appliquée à l'entrée x de l'oscilloscope.

Il suffit, pour réaliser le zéro, que la f.e.m. e et e_3 soient en concordance de phase lorsque la liquide est immobile.

Remarque : Si la vitesse du liquide est constante et en supposant la f.e.m. parasite e_2 nulle nous obtenons pour e l'ellipse d'équation $e = e_1 + e_2 = b \sin \omega t + a \cos \omega t$; comme $e_2 = 0$ don $e = b \sin \omega t$; $e_3 = A \cos \omega t$ d'où $\frac{e_3}{A} = \cos \omega t$ ce qui implique $\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1$

$$\frac{e_2^2}{b^2} + \frac{e_3^2}{A^2} = 1 \quad (\text{voir schéma 13-3})$$

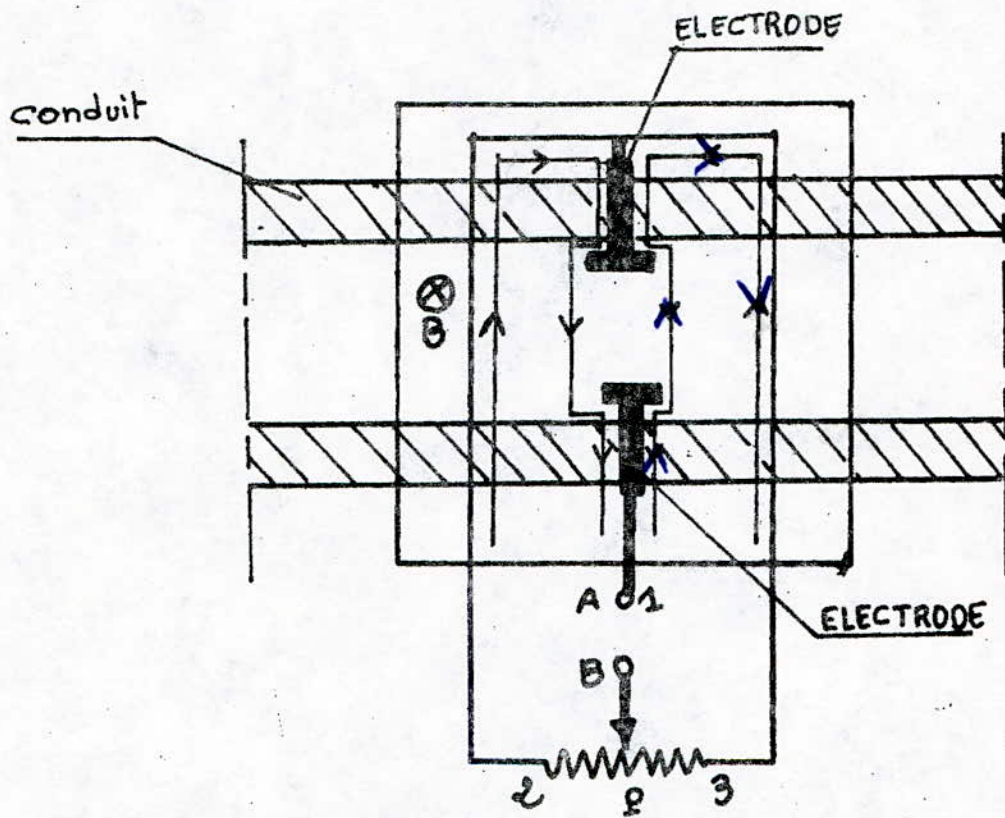
- L'inclinaison de l'ellipse étant fonction de $\frac{e_2}{e_3}$ la mesure de e_0 sera d'autant plus précise que ce rapport sera plus petit.

Technique de mesure

Le schéma de principe de l'ensemble est donné par la figure 14.

L'électro-aimant est alimenté par un oscillateur suivi d'un ampli de puissance, ~~il donne dans son entrefer une induction sinusoïdale de 1 khz de fréquence.~~
 ~~il donne dans son entrefer une induction sinusoïdale de 1 khz de fréquence.~~
 il donne dans son entrefer une induction sinusoïdale de 1 khz de fréquence.

Le signal recueilli entre les électrodes est amplifié. Cette tension est alors appliquée sur les plaques de deviation y de l'oscilloscope. Un déphaseur qui peut être du type à résistance capacité, ou à base de transistor permettra d'ajuster l'angle de phase et un potentiomètre sera également prévu pour un réglage éventuel de l'amplitude.



SCHEMATA 15

Le circuit déphaseur sera alimenté par la même source que la bobine de l'électro-aimant.

Ce déphaseur fournit une tension e_3 qu'on applique aux plaques de déviation x de l'oscilloscope.

Pour réaliser le zéro de l'appareil, il faut réaliser la concordance de phase entre la tension e_3 et la tension e_2 induite dans les conducteurs.

Le débit étant nul, on a $e = e_2$ et on déphase la tension e_3 pour que la figure de lissajous obtenue soit la droite d'équation $e_2 = \frac{a}{A} e_3$.

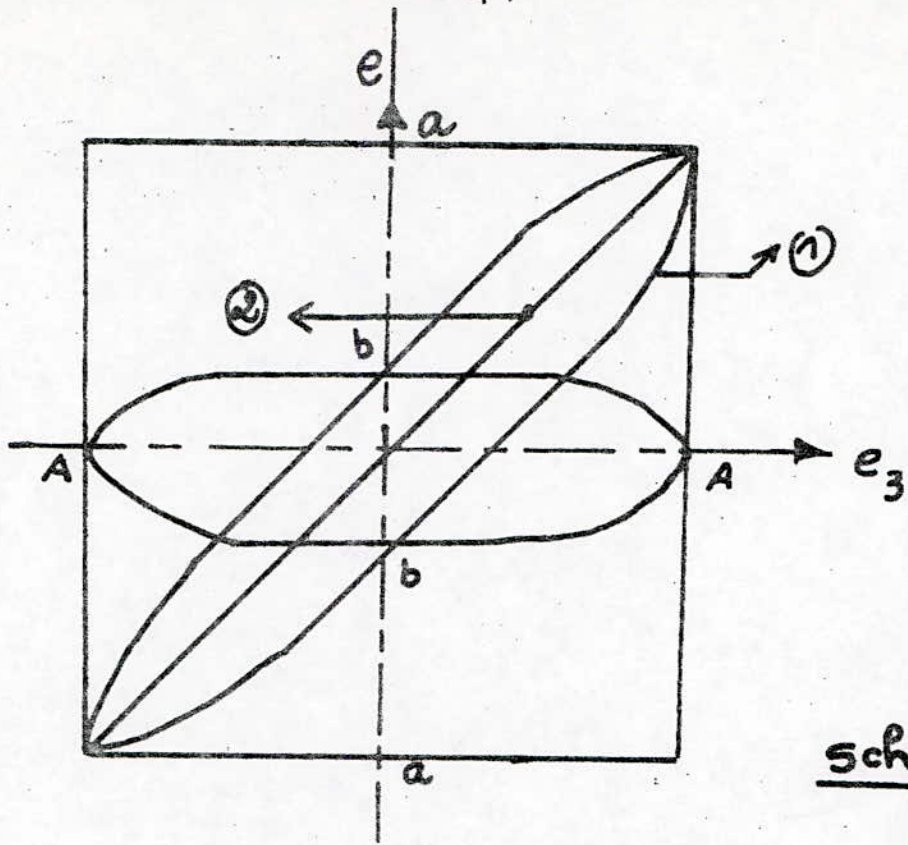
Lorsque l'écoulement est établi, on obtiendra une ellipse dont l'ordonnée à l'origine e_0 est proportionnelle au débit.

Remarque : L'amplitude de la tension parasite e_2 est généralement très supérieure à la tension utile e_1 .

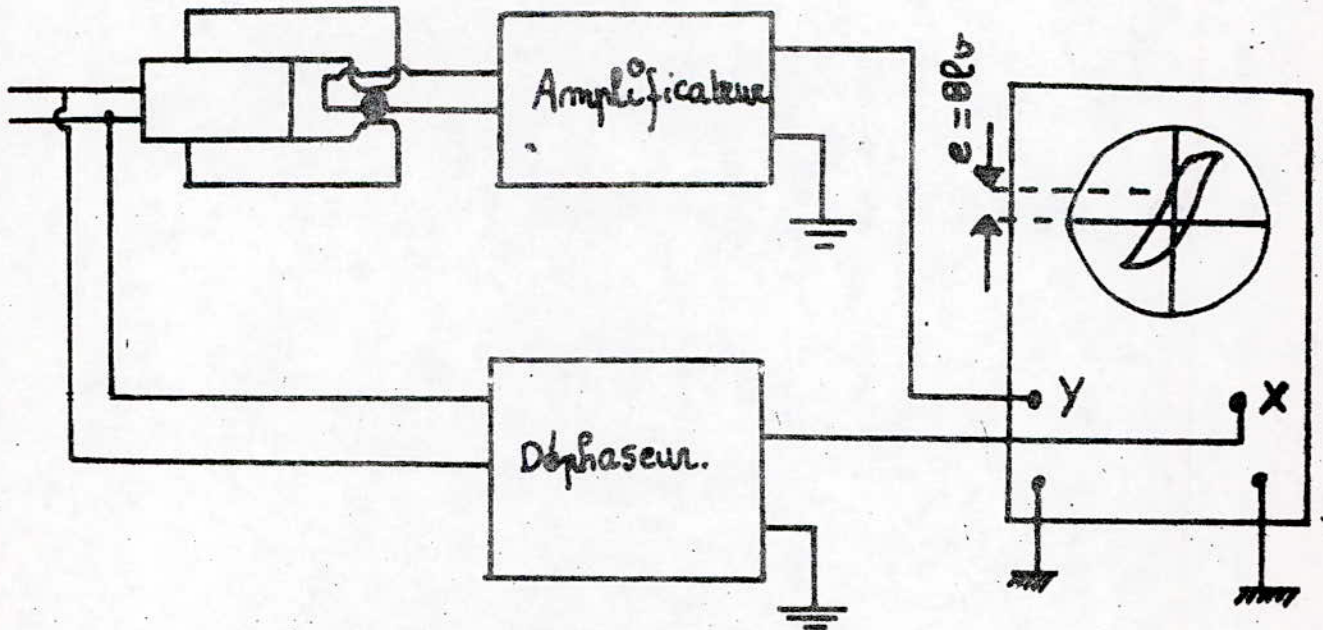
Conclusion :

Comme on sait que $e_0 = Blv$ et $v = Q/S$ donc on tire $e_0 = \frac{Bl}{S} Q$, on constate que la tension détectée est fonction du débit Q . On pourra tracer une courbe d'étalonnage donnant la tension détectée en fonction de la quantité de liquide écoulée dans un fût gradué pendant un temps donné.

Donc pour une tension donnée on pourra lui faire correspondre son débit et cela par extrapolation sur la courbe. Méthode utilisée dans les laboratoires car elle nécessite sans cesse l'utilisation d'un oscilloscope.



Schema 13



Schema 14

DEBITRE A INDUCTION MAGNETIQUE SINUSOIDALE ENREGISTREMENT
DU DEBIT

La méthode que nous venons de décrire permet de mesurer le débit de liquides conducteurs avec un appareillage simple. Le réglage de zéro de l'appareil est obtenu en agissant sur un paramètre : La phase du signal de référence. Mais ce procédé qui exige une lecture sur écran d'oscilloscope se prête mal à une utilisation pratique.

Méthode Habituellement utilisée

Pour qu'un enregistrement soit possible, il faut extraire du signal détecté $e = b \sin \omega t + a \cos \omega t$ le terme b proportionnel au débit. Ceci est habituellement obtenu en annulant le signal parasite $e_2 = a \cos \omega t$ par l'addition d'une tension en opposition de phase et de même amplitude à partir d'un déphaseur. Le zéro de l'appareil est donc réaliser de la manière suivante.

1°) On place le signal de compensation exactement en opposition de phase avec le signal alternatif détecté par les électrodes en l'absence de débit.

2°) On règle l'amplitude du signal de compensation à une valeur égale à celle de la tension en quadrature. Ce procédé, habituellement utilisé présenté quelques inconvénients

a) Sans un oscilloscope de contrôle, le réglage du zéro est extrêmement fastidieux car il ne peut être fait que par approximations successives agissant sur la phase et l'amplitude du signal de compensation.

b) Le zéro est instable. Les causes **de** dérèglement sont plus nombreuses car une variation de l'amplitude, de la phase du signal de compensation ou de la composante e_2 détruit l'équilibre.

La stabilité du zéro dépend surtout de l'amplitude de la composante e_2 induite dans les conducteurs. Pour diminuer son importance, il faut que les lignes d'induction soient presque parallèles au plan de la boucle constituée par des conducteurs.

c) Pour que la compensation soit possible, les tensions parasites et de compensation doivent avoir une forme identique. La présence d'harmoniques dans l'induction ou le signal de compensation doit être évitée.

Méthode proposée.

Nous savons que la f.e.m. e_2 est la plus importante des f.e.m. parasites. Comme il est très difficile de réaliser une boucle parallèle aux lignes d'induction pour éliminer cette f.e.m. nous avons fait le montage suivant (schéma 15).

Deux conducteurs issus d'une même électrode font deux boucles perpendiculaires placées dans le champ magnétique alternatif et dans lesquelles, pour des raisons uniquement géométriques, les courants induits sont en opposition de phase.

En réglant l'amplitude des courants i_A et i_B induits dans chaque boucle à l'aide du potentiomètre P, on obtient entre A et B une tension nulle en l'absence de débit.

.../...

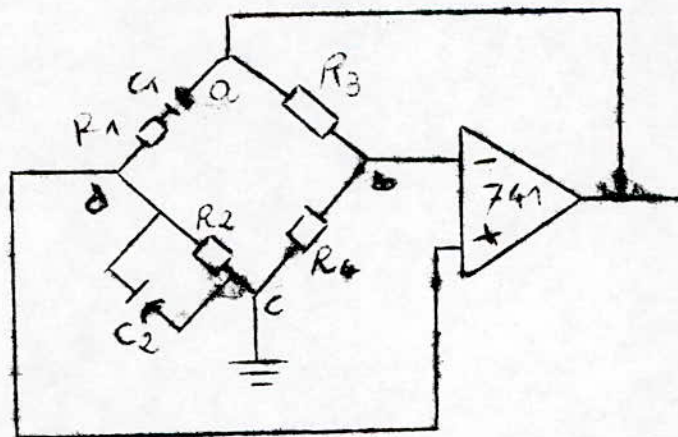
Pendant l'écoulement, le zéro de l'appareil n'est pas détruit car la variation d'impédance entre les électrodes se produit de façon identique dans les deux boucles et l'on recueille alors seulement, entre A et B, la tension proportionnelle au débit.

Contrairement au dispositif qui consiste à additionner une tension en opposition de phase avec le signal parasite on remarque que le réglage est indépendant de l'amplitude et de la fréquence de l'induction car les tensions induites dans chaque boucle varient dans le même rapport.

L'induction magnétique dans l'entrefer n'étant pas uniforme la position du tube doit être parfaitement fixée.

Oscillateur :

Pour réaliser l'oscillateur on a utilisé la configuration à pont de Wien, monté à partir d'un ampli-opérationnel et d'un réseau en pont R.C. Dans ce cas, la fréquence d'oscillation est déterminée par les éléments R et C.



.../...

Les résistances R_1 et R_2 et les conducteurs C_1 et C_2 constituent les éléments permettant de régler la fréquence d'oscillation, tandis que les résistances R_3 et R_4 font partie de la boucle de réaction. Le signal de sortie de l'opamp est retourné, comme signal d'entrée du pont, aux points a et c. Le signal de sortie du réseau en pont, aux points b et d, est le signal d'entrée de l'OPAMP.

Si on néglige les effets atténuants de charge des impédances d'entrée et de sortie de l'OPAMP, on obtient grâce à l'analyse du réseau en pont.

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

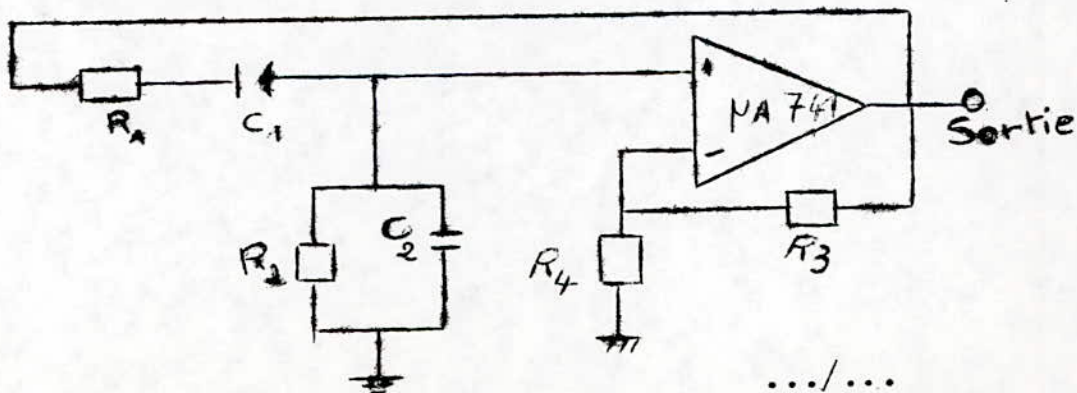
d'où $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$. Dans le cas particulier où

les valeurs sont $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2 = C$, la fréquence résultante de l'oscillateur est $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ et $\frac{R_3}{R_4} = 2$.

Ainsi un rapport de R_3 sur R_4 plus grand que 2 procure un gain de boucle suffisant pour que le circuit oscille à la fréquence calculée à l'aide de l'équation $\omega_0 = \frac{1}{RC}$.

La figure ci-dessous illustre un montage pratique.

Bien que le circuit soit présenté sous une forme quelque peu différent du schéma ci-dessus, les deux circuits sont absolus identiques.



Puisqu'on veut travailler à une fréquence de 1 khz
et qu'on fixé C à 0,47 F

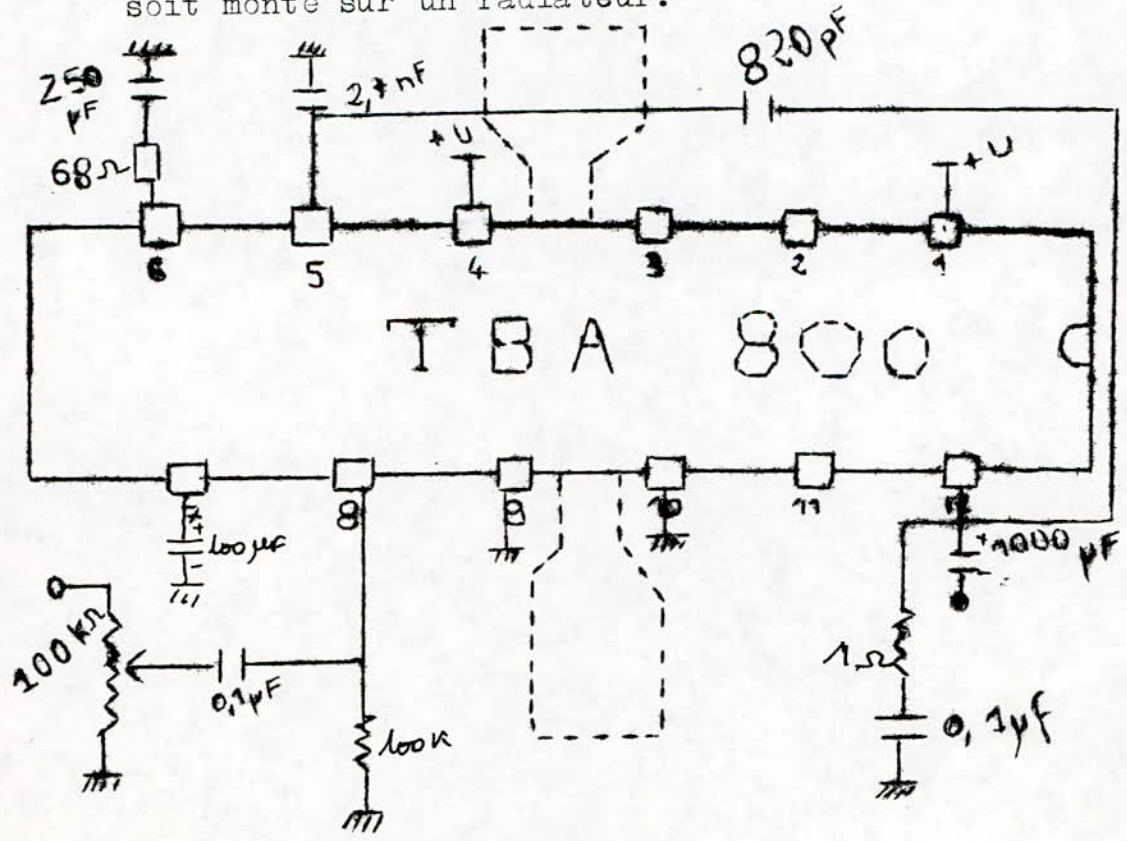
$$\text{donc } f_0 = \frac{1}{2RC \cdot \pi} \quad R = \frac{1}{2C \pi f_0}$$

$$R = \frac{1}{2 \times 0,47 \cdot 10^{-6} \times 3,14 \times 10^3} = 333 \Omega$$

on a pris $R = 330 \Omega$

Amplification de puissance.

Cette fonction sera réalisée par le TBA 800 qui est un amplificateur de puissance intégré pouvant fournir à sa sortie une puissance de 5 W à condition que le circuit soit monté sur un radiateur.



.../...

Le signal présent à l'entrée du TBA 800 est de quelques dizaines de mV. Le potentiomètre de 100 K Ω permet de doser le signal d'entrée, car ce dernier ne doit pas dépasser 80 mV qui est l'amplitude maximale admissible. Le condensateur branché entre les broches 5 et 12 détermine la fréquence maximale de la bande passante. Cette dernière est garantie de 40 à 20.000 Hz. Entre la broche 7 et la masse un condensateur peut éventuellement être connecté pour éliminer des renflement parasites.

Fonctionnement du T.B.A. 800 :

Le signal à amplifier en puissance arrive sur la la patte n° 8 du circuit TBA 800.

Une paire de transistors P.N.P. (Q_1 et Q_2) qui n'est autre qu'un darlington est désignée pour l'amplification du signal. De ce fait on obtient une amplification en courant du signal de sortie : en effet : si β_1 et le gain en courant du transistor Q_1 , et β_2 celui de Q_2 , le gain total de ce darlington sera : $G_i = \frac{I_{E2}}{I_{B1}}$

$$\text{Avec } I_{E2} = (\beta_2 + 1) I_{B2} = (\beta_2 + 1) (\beta_1 + 1) I_{B1}$$

$$\text{car } I_{B2} = I_{E1}$$

$$G_i = (\beta_2 + 1) (\beta_1 + 1) = \beta_1 \beta_2$$

En plus de cela, le circuit darlington P.N.P. est en collecteur commun d'où une grande impédance d'entrée du circuit intégré.

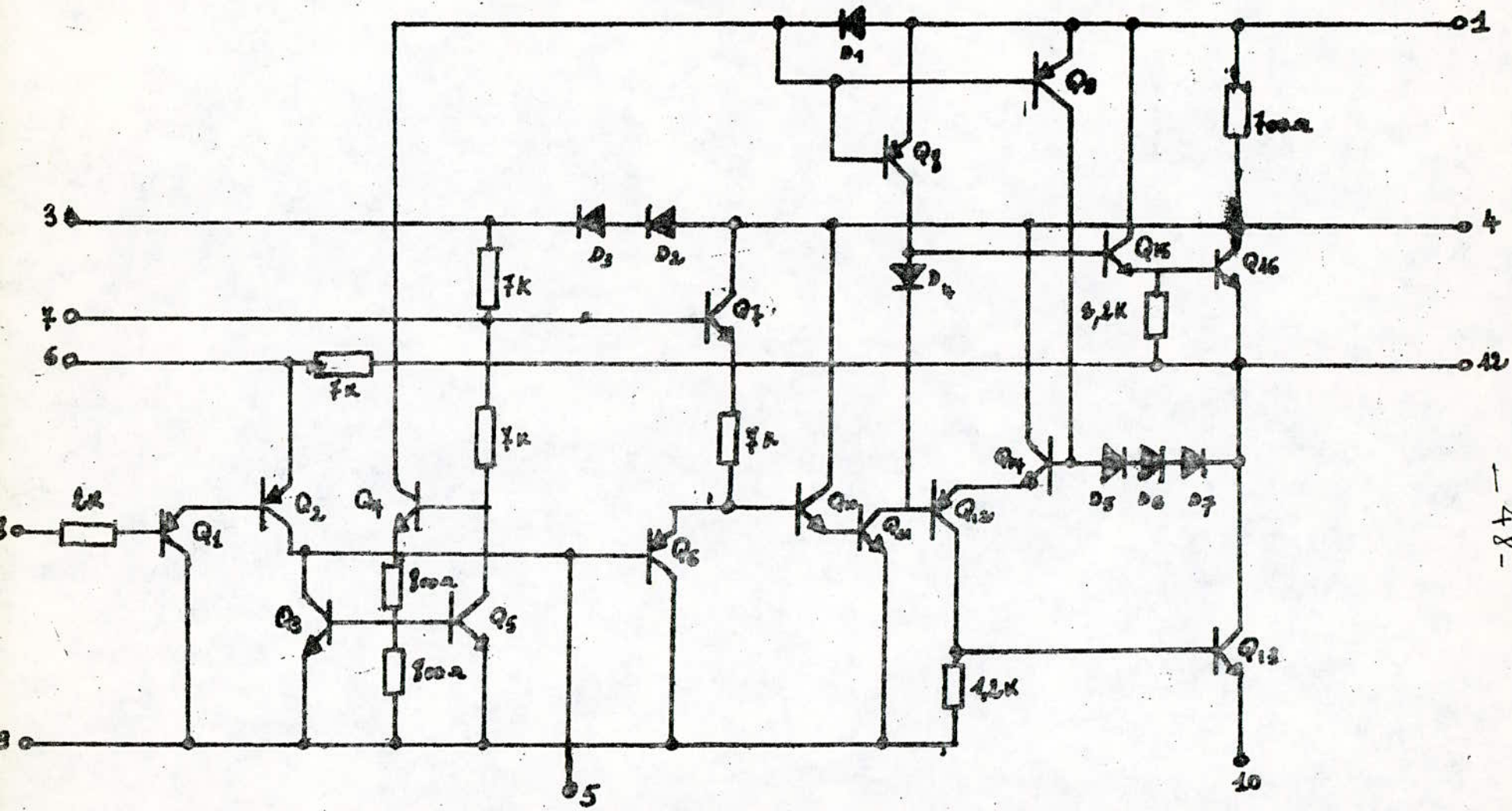


Fig: 1

SCHEMA INTERNE DU CIRCUIT TBA 800.

Ensuite, le signal amplifié en courant sort du collecteur du transistor Q_2 (qui est polarisé par Q_3), et attaque la base du transistor Q_6 qui est l'étage séparateur (et qui joue le rôle de liaison entre l'étage d'entrée et les étages suivants).

Le transistor Q_{10} est un étage adaptateur, il permet une adaptation en puissance entre l'étage d'entrée et les autres étages.

Q_6 est polarisé par Q_7 (qui joue en quelque sorte le rôle de résistance de polarisation).

Une capacité C_6 est branchée avant l'étage séparateur (à la base de Q_6) par l'intermédiaire de la patte n° 5 destinée à recevoir le réseau de compensation en fréquences. Ce réseau assure une liaison efficace entre les étages d'entrée et de sortie de l'amplificateur et empêche un couplage parasite entre eux qui peut entraîner des oscillations parasites du fait de la contre réaction R.C. amenée de la sortie de la broche 6.

L'étage de puissance : il est constitué par les transistors Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} , Q_{15} et Q_{16} :

Q_{11} joue le rôle de driver, c'est à dire qu'il fournit au montage push-pull une tension suffisante car un push-pull amplifie en courant et non en tension.

Dans le TBA 800, l'étage push-pull est constitué par les transistors Q_{15} et Q_{16} (darlington N.P.N.) et les transistors Q_{12} et Q_{13} (darlington P.N.P.).

Le darlington N.P.N. amplifie les alternances positives, et le darlington P.N.P. amplifie les alternances négatives.

Le transistor Q_{14} compense le défaut d'appariement des darlington N.P.N. et P.N.P.

Les transistors Q_8 et Q_9 ayant leurs jonctions base-emetteur branchées en parallèle sur la diode D_1 , fournissent aux différents étages un courant de repos pratiquement stable.

Les diodes D_5 , D_6 et D_7 servent à stabiliser la tension de sortie.

Calcul du circuit extérieur du T.B.A.-800

Le réseau d'entrée est branché entre les points 8 et 9 du T.B.A.-800. Si on regarde le schéma interne on remarque qu'il manque une résistance de polarisation de base pour le transistor Q_1 . Elle est représentée par la résistance R_2 sur le circuit extérieur du T.B.A.-800.

Le potentiomètre P_1 a pour rôle de diminuer le niveau du signal d'entrée pour ne pas saturer les transistors et avoir écrêtage.

Pour une bonne stabilité en continu, on choisie la résistance de polarisation R_2 égale à $100 \text{ K}\Omega$.

La résistance d'entrée du T.B.A.-800 est élevée (de l'ordre de quelques mégohms), donc $(R_e // R_2) \approx R_2$. et comme C_1 est une capacité de liaison, il faut qu'à la fréquence de travail (soit $= 1 \text{ KHZ}$) elle présente une impédance négligeable devant R_2 (100 fois plus faible par exemple).

$$\text{donc} : \frac{1}{C_1 w} = \frac{1}{100} R_2 \quad \text{avec} \quad R_2 = 100 \text{ K}\Omega \quad \text{et} \quad w = 2\pi f.$$

$$\frac{1}{C_1 w} = 1 \text{ K}\Omega \quad C_1 = \frac{1}{2\pi} 10^{-6}$$

$$\text{on prendra} \quad C_1 = 0,4 \text{ nF}$$

$$C_6 = 2700 \text{ pF}$$

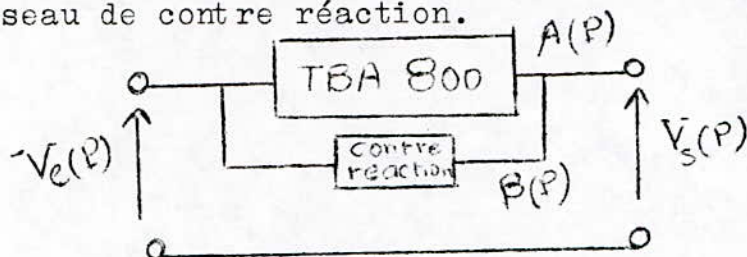
C_5 permet de remplir l'effet bootstrap, elle est de 820 pF . $R_3 = 1 \Omega$ $C_4 = 0,1 \text{ nF}$.

.../...

Calcul du gain du T.B.A.-800 avec le réseau de contre réaction :

Le T.B.A.-800 possède un gain élevé en boucle ouverte. Il ne peut pas être stable sans un réseau de contre réaction extérieur qui déterminera son gain en boucle fermée.

Ce gain ne peut être déterminé à partir du circuit interne, mais il peut l'être facilement à partir du réseau de contre réaction.



Le réseau de contre réaction est branché entre les broches 6 et 12 du T.B.A.-800.

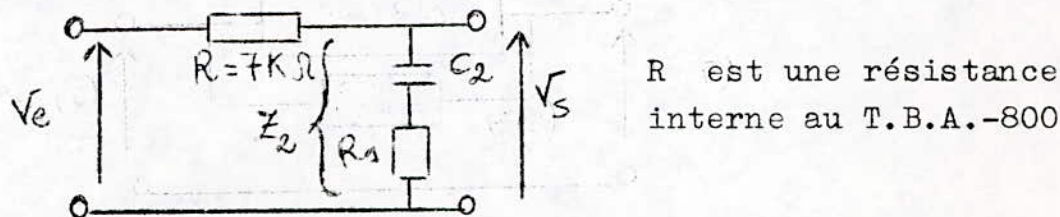
$$\text{ona } \frac{V_s(P)}{V_e(P)} = H(P) = \frac{A(P)}{1 - \beta(P)A(P)}$$

pour $\beta(P)A(P) = 1$ on aura oscillation.

Donc pour une bonne stabilité il faut que $\beta(P)A(P)$ soit très grand devant 1.

$$\text{donc : } H(P) \approx \frac{A(P)}{-\beta(P)A(P)} = -\frac{1}{\beta(P)}$$

Le circuit de contre réaction est donné par le schéma suivant :



$$\text{ona : } H_2(P) = \frac{Z_2}{Z_2 + R} = \frac{V_s(P)}{V_e(P)}$$

avec $Z_2 = \frac{1 + R_1 C_2 P}{C_2 P}$

$$\Rightarrow H_2(P) = \frac{1 + RC_2 P}{1 + RC_2 P + R_1 C_2 P} = \frac{1 + R_1 C_2 P}{1 + C_2 P (R_1 + R_2)}$$

$$\Rightarrow H_2(P) = \frac{1 + R_1 C_2 P}{1 + RC_2 P + R_1 C_2 P} = \beta(P).$$

soient : $\tau_1 = RC_2$ et $\tau_2 = R_1 C_2$

pour avoir une fonction de transfert de la forme

$$H_2(P) = \frac{1 + \tau_2 P}{1 + \tau_1 P} \quad \text{on imposera la condition suivante}$$

$R \gg R_1$.

donc $|H_2(P)|_{dB} = 20 \log \left(\frac{1 + \tau_2^2 w^2}{1 + \tau_1^2 w^2} \right)^{1/2} = 10 \log \frac{1 + \tau_2^2 w^2}{1 + \tau_1^2 w^2}$

$$|H_2(P)|_{dB} = 10 \log (1 + \tau_2^2 w^2) - 10 \log (1 + \tau_1^2 w^2)$$

ona : 2 fréquences de coupures qui sont relativement basses :

soient : $f_1 = \frac{1}{2\pi RC_2}$ et $f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$

si $f_1 = 0,1 \text{ Hz} \Rightarrow C_2 = 227 \mu F$

on prendra $C_2 = 250 \mu F$

comme $(G)_{dB} = \frac{1}{|H_2(P)|_{dB}} = \frac{1}{\beta(P)}$, on remarque que le

réseau de contre réaction se comporte comme un filtre passe haut de fréquence de coupure basse f_2 .

Si on veut que f_2 soit égale à 10 Hz \Rightarrow

$$\frac{1}{2\pi R_1 C} = 10 \text{ Hz} \Rightarrow \frac{1}{R_1} = 10 \times 2\pi C_2$$

$$\Rightarrow \frac{1}{R_1} = 10 \times 2\pi \times 250 \cdot 40^{-6} = 0,0157$$

$$R_1 = 63,6 \Omega$$

on prendra $R_1 = 68 \Omega$

$$\tau_1 = RC_2 = 7000 \times 250 \times 10^{-6}$$

$$\tau_1 = 1,75$$

$$\tau_2 = R_1 C_2 = 68 \times 250 \times 10^{-6}$$

$$= 0,017$$

Rg : calcul du gain à la fréquence de 1 KHZ.

$$|H_2(P)|_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{1 + \tau_2^2 \omega^2}{1 + \tau_1^2 \omega^2} \right) = 10 \log \left(\frac{\tau_2^2}{\tau_1^2} \right)$$

car : $\tau_2^2 \omega^2 \gg 1$ et $\tau_1^2 \omega^2 \gg 1$ pour $\omega = 2\pi f = 6280$

$$|H_2(P)|_{\text{dB}} = 20 \log \frac{\tau_2}{\tau_1} = 20 \log \frac{R_1 C_2}{RC_2} = 20 \log \frac{R_1}{R}$$

$$\Rightarrow H_2(P) = 20 \log \frac{68}{7000} = -40,25 \text{ dB}$$

$$H_2(P) = \frac{V_6}{V_{12}} \Rightarrow \frac{V_{12}}{V_6} = \text{gain en tension qui est égal}$$

à 40 dB dans le cas de la contre réaction.

.../...

Puissance de sortie du T.B.A.-800 :

La tension d'entrée et de l'ordre de 50 à 200 mV et pour exciter la bobine de l'inducteur, il faut une tension de quelques volts, d'où la nécessité d'amplifier en tension pour avoir une puissance de sortie suffisante pour attaquer la bobine dont la résistance est de l'ordre de 25 Ω .

donc : $|G_v|_{db} = 40 \text{ db}$ si $V_e = 50 \text{ mV}$

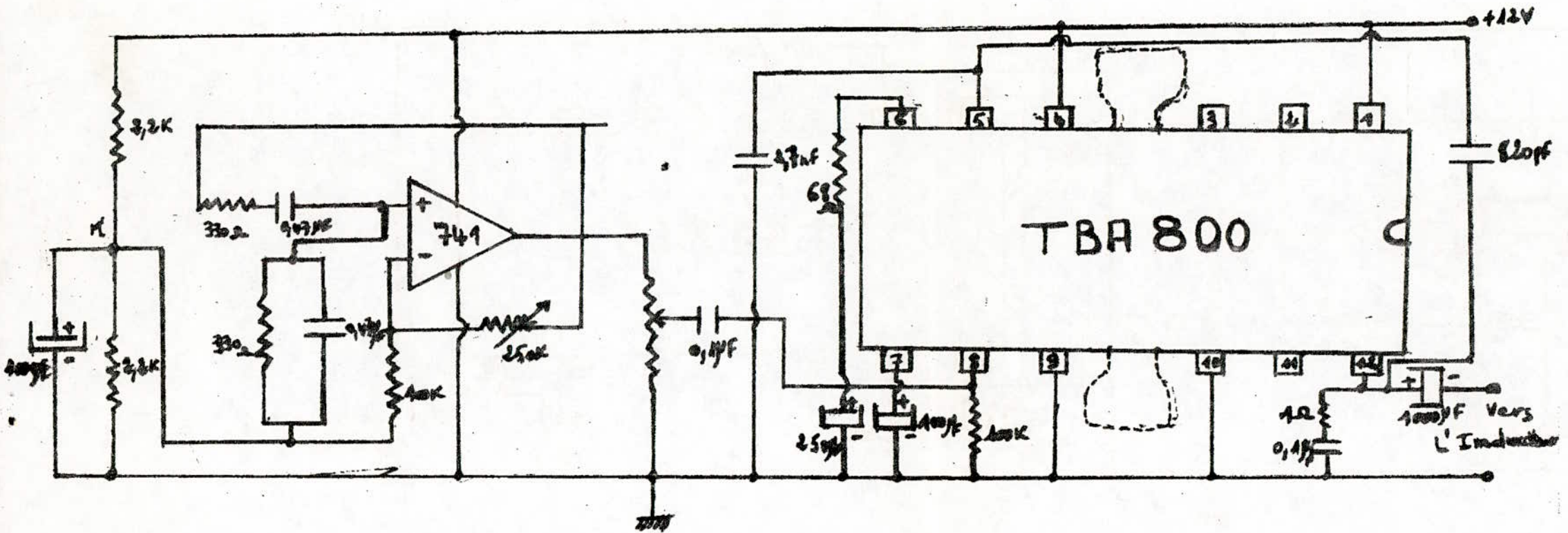
$$20 \log \frac{V_s}{V_e} = 40 \Rightarrow \log \frac{V_s}{V_e} = 2$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = 10^2 = 100 \quad \Rightarrow V_s = 100 \times 50 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow V_s = 5 \text{ V.}$$

et la puissance de sortie sera :

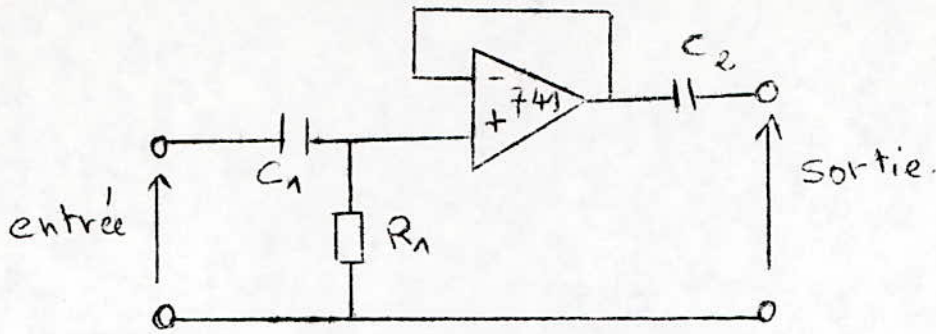
$$P_s = \frac{V_s^2}{R_{\text{bobine}}} = \frac{25}{25} = 1 \text{ W.}$$



Oscillateur et Amplificateur de Puissance.

- 55 -

Etage suiveur à grande impédance d'entrée :



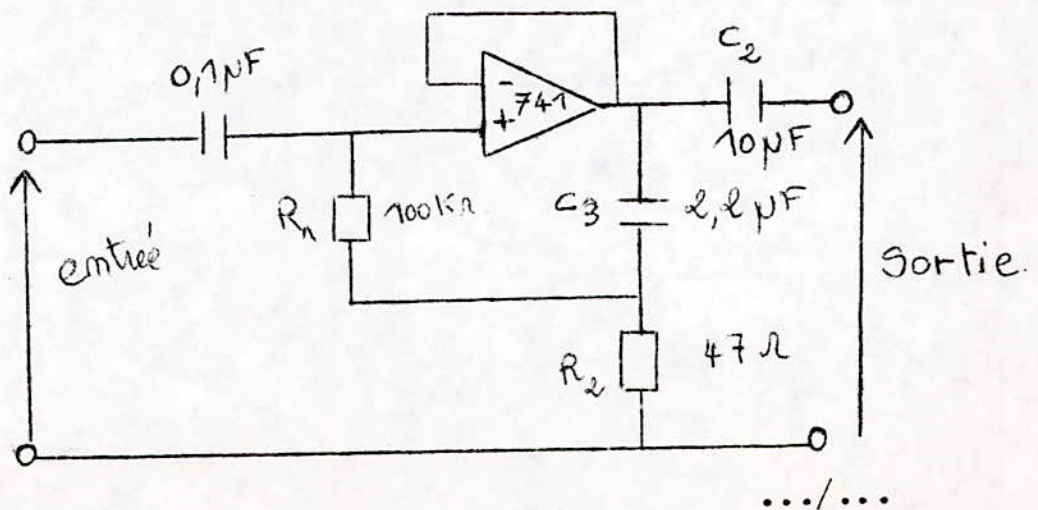
Le A 741 peut être utilisé comme un suiveur de tension. A cet effet il suffit de le faire fonctionner comme amplificateur non inverseur de gain unité. En régime alternatif et dans de tels montages, la bonne négative de l'amplificateur opérationnel est reliée directement à la sortie.

Ce qui produit une contre réaction de 100 % .

La résistance R_1 qui est branchée entre la borne positive et la masse a pour but de décharger la capacité C_1 et d'assurer la stabilité de l'amplificateur en régime continu.

En raison de la présence de cette résistance, le circuit a une résistance d'entrée égale à R_1 seulement.

La figure 2 montre comment on peut modifier le circuit précédent pour obtenir une résistance d'entrée de quelques centaines de mégohms.



Dans ce cas l'extrémité inférieure de la résistance R_1 reliée à la masse par R_2 , tandis que le point de liaison $R_1 - R_2$ est relié à l'ampli opérationnel par C_3 .

A la fréquence de travail C_3 doit apparaitre comme un court - circuit de telle sorte que la totalité du signal de sortie est appliquée au point de liaison $R_1 - R_2$.

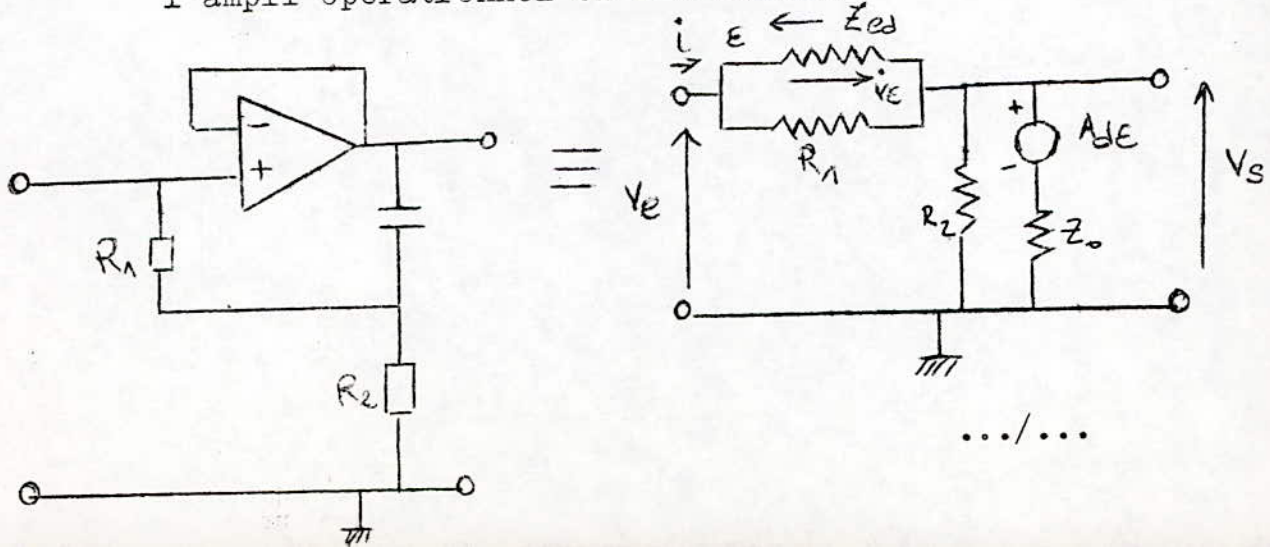
Comme les signaux d'entrée et de sortie sont identiques, le courant qui traverse la résistance R_1 est nul; celle-ci se comportant vis-à-vis du courant alternatif comme une impédance voisine de l'infini.

Cette technique d'augmentation de la valeur apparente d'une résistance porte le nom de " Bootstrapping ". C'est cette technique qui permet de réaliser des circuits à grande impédance d'entrée.

L'intérêt de la technique bootstrap réside non seulement dans l'obtention de grande résistance d'entrée, mais l'utilisation de faibles valeurs pour les résistances $R_1 + R_2$ dans le but d'obtenir une bonne stabilité du point de vue continu (polarisation).

Calcul des éléments de cet étage :

Pour cela on doit utiliser le schéma équivalent l'ampli opérationnel en alternatif.



ona : $v_e = Z_e i$ Z_e étant l'impédance d'entrée du montage.

$$i = i_1 + i_e = i_2 + i_3.$$

$$v_e = Z_e i = (Z_{ed} // R_1) i + R_2 i_2.$$

Z_{ed} = impédance d'entrée différentielle du 741 et

$$R_2 i_2 = Ad \mathcal{E} + Z_o i_3 \quad \text{avec} \quad \mathcal{E} = Z_{ed} i_e$$

Ad = gain en B.O du 741 Z_o = impédance de sortie du 741.

$$Z_{ed} \cdot i_e = R_1 i_1 = (Z_{ed} // R_1) i \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i_1 = \left(\frac{Z_{ed} // R_1}{R_1} \right) i \quad \text{et} \quad i_e = \left(\frac{Z_{ed} // R_1}{Z_{ed}} \right) i$$

$$\text{donc : } R_2 i_2 = Ad \cdot \mathcal{E} + Z_o i_3 = Ad \cdot Z_{ed} \cdot i + Z_o i_3 =$$

$$Ad \cdot Z_{ed} \left(\frac{Z_{ed} // R_1}{Z_{ed}} \right) i + Z_o i_3$$

$$i = i_2 + i_3 \Rightarrow R_2 i_2 = Ad (Z_{ed} // R_1) i + Z_o (i - i_2)$$

$$\Rightarrow (R_2 + Z_o) i_2 = \left[Ad (Z_{ed} // R_1) + Z_o \right] \cdot i$$

$$i_2 = \left[\frac{Ad (Z_{ed} // R_1) + Z_o}{R_2 + Z_o} \right] \cdot i$$

$$v_e = (Z_{ed} // R_1) i + R_2 i_2 = (Z_{ed} // R_1) i + R_2 \times$$

$$\left[\frac{Ad (Z_{ed} // R_1) + Z_o}{R_2 + Z_o} \right] i$$

$$v_e = \left\{ (Z_{ed} // R_1) + R_2 \frac{Ad (Z_{ed} // R_1) + Z_o}{R_2 + Z_o} \right\} i$$

.../...

donc : $Z_e = (Z_{ed} // R_1) + R_2 \frac{Ad (Z_{ed} // R_1) + Z_o}{R_2 + Z_o}$

Application numérique :

$Z_{ed} = 1 \text{ M}\Omega$ dans le cas du 741

$Ad = 100.000.$

$Z_o = 300 \Omega$

Pour une bonne stabilité en continu (bonne polarisation) on choisie $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$

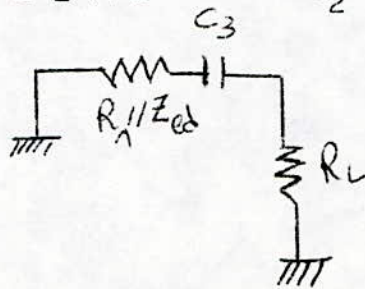
et si on veut avoir $Z_e = 1300 \text{ M}\Omega$ par exemple on tirera $R_2 = 47 \Omega$

- Calcul des capacités de liaison :

Une capacité C_1 de l'ordre de $0,1 \mu\text{F}$ et largement suffisante pour une bonne liaison (étant donnée la grande impédance d'entrée du montage).

C_2 dépend de l'impédance d'entrée du montage amplificateur, et comme pour cet étage $Z'_e = 1 \text{ K}\Omega$ $\frac{1}{C_2 \omega} = \frac{1}{10} Z'_e$

avec $= 2 \pi \text{ f}$ $C_2 = 10 \mu\text{F}$

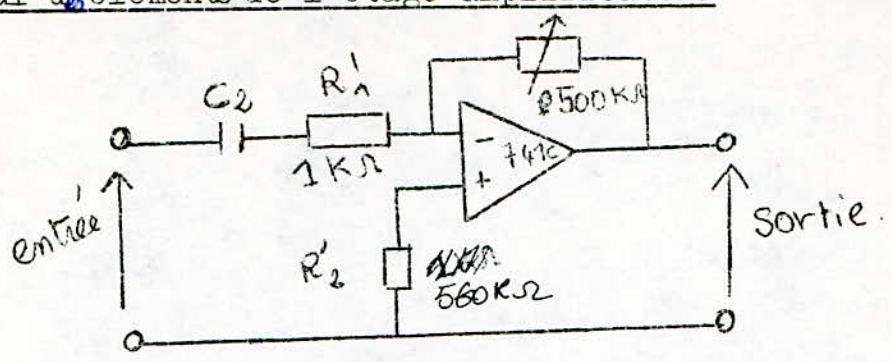


On a $Z_{ed} // R_1 \approx R_1 = 100 \text{ K}\Omega$
 $R_1 + R_2 \neq R_1$
 $\Rightarrow \frac{1}{C_3 \omega} = \frac{1}{100} R_1 = 10 \text{ K}\Omega$
 $\Rightarrow C_3 = 10^{-6} \times \frac{1}{2\pi}$

On prendra $C_3 = 2,2 \mu\text{F}$ pour avoir une grande réaction négative en alternatif.

.../...

Calcul des éléments de l'étage amplificateur



$C_2 = 10 \text{ F}$ $Z'_e = R'_1 = 1 \text{ K}$

~~R_2~~ = $R'_1 = 1 \text{ K}$

On a choisit $R_1 = R'_2$ pour éliminer ou diminuer l'effet du courant d'entrée qui est à l'origine d'une tension de décalage à l'entrée.

$R =$ potentiomètre 500 K
de ce fait on obtiendra une amplification théorique variable entre 0 et 500.

Etage de sortie :

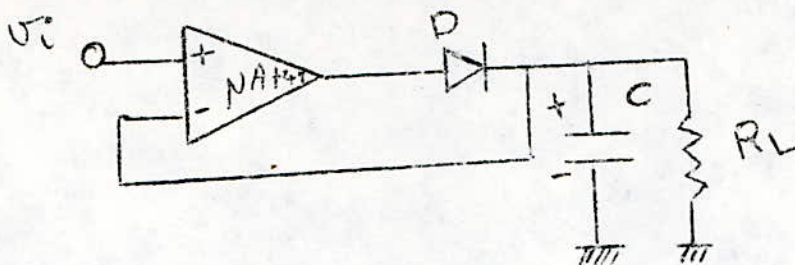
Détecteur de crête :

La déviation maximale de l'aiguille du galvanomètre est obtenue pour une tension de 50 mV sous un courant de 1 mA. On est en présence d'une faible résistance d'entrée (de l'ordre de 50).

Pour les faibles vitesses d'écoulement (faibles débits). Ou en présence d'un signal faible, la détection sera ainsi délicate du fait du seuil de la diode (qui de l'ordre de 700 mv).

D'où la nécessité d'utiliser un détecteur de crête très sensible qui permet de réduire le seuil de la diode (augmentation de la sensibilité).

Schéma électronique du détecteur de crête :



Ce dispositif permet de détecter la crête des petits signaux. La tension de seuil d'entrée est de l'ordre de quelques microvolts, ce qui veut dire que l'on peut détecter la crête des signaux de quelques millivolts.

En effet :

L'amplificateur opérationnel élimine l'effet de la tension de seuil de la diode, ce qui permet de redresser, détecter et écrêter les signaux faibles dont l'amplitude est plus faible que les tensions de seuil de la diode.

Et étant donné que les amplificateurs opérationnels jouent le rôle d'adaptateurs d'impédances, ils éliminent les effets de sources et de charge.

Donc le signal de sortie ne sera pas court circuité malgré la faible résistance d'entrée du galvanomètre.

Fonctionnement du détecteur :

Réduction du seuil (augmentation de la sensibilité) :

Lorsque le signal d'entrée est positif; la sortie devient positive et fait conduire la diode, le circuit se comporte alors comme un suiveur de tension (pour le demi-cycle positif).

.../...

Lorsque l'entrée devient négative, la sortie de l'ampli devient négative et bloque la diode. Le gain élevé de l'amplificateur opérationnel élimine l'effet de la tension de seuil de la diode si $v_s = 700 \text{ mV}$ et $A = 100.000$.

Le signal d'entrée juste suffisant pour faire conduire la diode et $v'_s = \frac{v_s}{A} = \frac{700 \text{ mV}}{100.000} = 7 \mu \text{ V}$.

Donc lorsque l'entrée est plus grande que 7 V , la diode conduit et le circuit se comporte comme un suiveur de tension.

L'effet est le même que si on réduisait le seuil d'un facteur A ($v'_s = \frac{v_s}{A}$).

Fonctionnement du circuit :

Lorsque la diode conduit une forte contre réaction série parallèle produit une impédance de thévenin tendant vers zéro : (c'est pour cela que la constante de temps de charge $R_{th} C$ se réduit à une valeur négligeable et élimine les effets de source. D'autre part la constante de temps de décharge $R_L C$ peut être allongée pour être beaucoup plus grande que la période du signal d'entrée; on aura ainsi une détection de crête presque parfaite.

Si on veut que la tension de sortie sera égale à moins de 1 % de la tension de crête d'entrée, il faut que la constante de temps $R_L C$ devrait être au moins 100 fois plus grande que la période du signal d'entrée.

Dans notre cas : $f = 1 \text{ KHz} = 1000 \text{ Hz}$

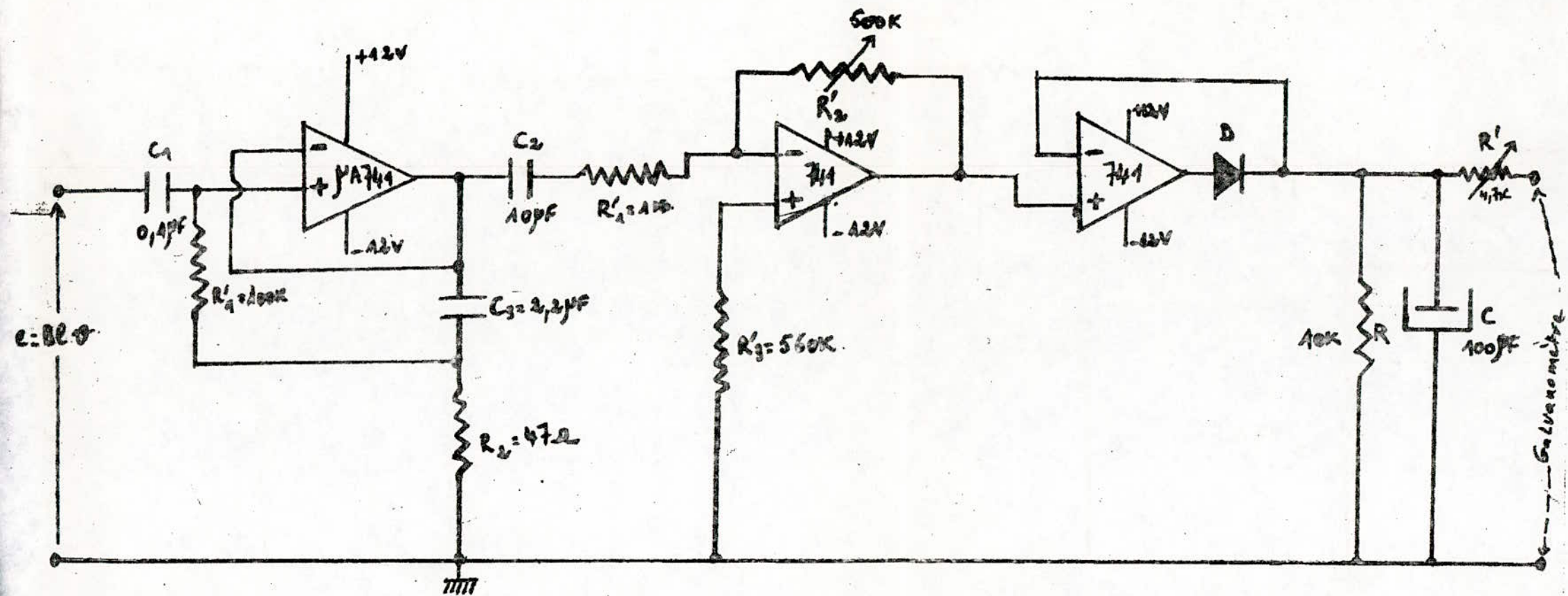
$$T = \frac{1}{f} = 10^{-3} = 1 \text{ ms}$$

on doit avoir $R_L \cdot C = 100 T = 100 \text{ ms} = 10^{-1} \text{ s}$

si on choisit $R_L = 10 \text{ K}\Omega = 10^4 \Omega$

Tel que C doit être supérieure à $\frac{10^{-1}}{10^4} = 10^{-5} = 10 \mu \text{ F}$.

Pour bien filtrer et réduire d'avantage la tension d'ondulation on prendra $C = 100 \mu \text{ F}$.



Traitement et Mesure de la Tension Induite.

RESULTATS

La courbe d'étalonnage correspondante est relevée comme précédemment c'est à dire en mesurant la quantité de liquide écoulee pendant un temps donné.

La sensibilité est analogue en principe à celle obtenue par la méthode de LISSAJOUS.

La pleine déviation correspond à un débit de 8 mètres-cubes /heure pour un diamètre de 26 mm .

Pour vérifier que la variation d'amplitude du signal de débit ne modifie pas l'amplitude de la composante e_2 , nous sommes obligés d'utiliser la méthode de LISSAJOUS . Pour cela en l'absence de débit on règle le zéro.

Les plaques de déviation horizontales sont attaquées par la tension e_3 . Le réglage du potentiometre P n'étant pas encore effectué on met e_3 en phase avec e_2 .

On obtient alors sur l'écran une droite analogue à celle de la figure 13-2 . Ensuite on amène e_2 à l'aide du potentiometre P jusqu'à ce que la droite soit horizontale. Lorsque l'écoulement est rétabli on relève l'ordonnée à l'origine de l'ellipse et ainsi on pourra tracer la courbe tension détectée en fonction du débit .

La précision de la méthode dépend en grande partie de l'oscilloscope et de l'amplificateur utilisés.

Compte tenu des erreurs de parallaxe on peut espérer une précision de 2% pour la gamme des débits de 0 à 8 m³/h.

CONCLUSIONS GENERALES .

Le débitmètre réalisé sera certainement un instrument utile pour les concepteurs des systèmes de pompage photovoltaïque. Il complète avantageusement leurs appareils de mesure et il permet la recherche d'une optimisation de la chaîne ~~panneaux-moteurs-pompes~~. Il resterait à tester notre appareil sur le terrain pour apprécier son comportement après plusieurs heures de service (Précision...). Si sa fiabilité n'est pas bonne, il conviendrait peut être d'utiliser des composants à tolérance plus rigoureuse. Toutefois nous pensons que cet appareil est tout à fait utilisable, s'il n'est pas exposé aux intempéries.

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

- MESURE DES DEBITS INSTANTANES (Pierre Froger)
- TECHNIQUE DE L'INGENIEUR.
- ETUDE ET REALISATION D'UN DEBITMETRE CARDIAQUE
(Projet Fin d'Etude)
- THESE SUR UN DEBITMETRE ELECTROMAGNETIQUE CARDIAQUE
(Toulouse)
- ELECTRONIQUE ET MEDECINE (J. TREMOLIERES)
(Editions Radio)
- ELECTRONIQUE APPLICATIONS (N° 2 et 10)
- MESURES, REGULATION, AUTOMATISME (N° 1 et 10)
- SEMI - CONDUCTEURS ET AMPLIFICATEURS BOYLESTAD - NASHELSKY
(Inter - Editions)
- PRINCIPES D'ELECTRONIQUE (Malvino)
- MESURES ELECTRIQUES ET ELECTRONIQUES (R. BEAUVILAIN -
J. LATY) HACHETTE
- ELECTRONICS TODAY (Avril 1977)