

50376
1970
130

50.376
1970
130

THÈSE

présentée à la

FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

pour obtenir le titre de
DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean-Pierre THÉRY

Ingénieur C. N. A. M.



**Contribution à l'étude
et à la réalisation d'amplificateurs sélectifs
à hautes performances et à leur adaptation
dans des sondes de mesures
de diagraphies pétrolières**



Soutenu le 10 Juillet 1970, devant la COMMISSION D'EXAMEN

MM. GABILLARD	Président
PANET	Examineur
SALMER	Examineur

UNIVERSITE DE LILLE

FACULTE DES SCIENCES

DOYENS HONORAIRES :

MM. LEFESVRE, PARREAU

PROFESSEURS HONORAIRES :

MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPPELON, CHAUDRON,
CORDONNIER, DEHEVELS, DEHORNE, DOLLE, FLEURY, P. GERMAIN,
KAMPE DE FERIET, KOURGANOFF, LAMOTTE, LELONG, Mme LELONG, MM. MAZET
MICHEL, NORMANT, PARISSELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROIG, ROSEAU,
ROUBINE, ROUELLE, WIEMAN, ZAMANSKY.

DOYEN :

M. DEFRETIN, Biologie et Physiologie Animales

ASSESEURS :

MM. HEUBEL, Professeur de Chimie Minérale
LEBRUN, Professeur en Electronique

PROFESSEURS :

MM. BACCHUS	Mathématiques Appliquées
BEAUFILS	Chimie
BONNEMAN	Chimie
BECART	Physique
BLOCH	Biologie et Physiologie Animales
BONTE	Sciences de la terre
BOUGHON	Mathématiques Pures
BOUISSET	Biologie et Physiologie Animales
BOURRIQUET	Biologie Végétale
CELET	Sciences de la Terre
CONSTANT	Electronique, Electrotechnique et et Automatique
CORSIN	Sciences de la terre

MM. DECUYPER	Mathématiques Pures
DEDECKER	Mathématiques Pures
DEHORS	Electronique, Electrotechnique et Automatique
DELATRE	Sciences de la terre
DELEAU	Sciences de la Terre
DELHAYE	Chimie
DESCOMBES	Mathématiques Pures
DURCHON	Biologie et Physiologie Animales
FOURET	Physiques
GABILLARD	Electronique, Electrotechnique et Automatique
GLACEY	Chimie
GONTIER	Mathématiques Appliquées
HEIM DE BALSAC	Biologie et Physiologie Animales
HOCQUETTE	Biologie végétale
LEBEGUE	Botanique
Mme LEBEGUE	Physique
Mlle LENOBLE	Physique
MM. LIEBAERT	Electronique, Electrotechnique et Automatique, génie Electrique
LINDER	Biologie Végétale
LUCQUIN	Chimie
MARION	Chimie
MARTINGT LAGARDE	Mathématiques Appliquées
Mlle MARQUET	Mathématiques Pures
MENESSIER	Géologie
MONTARIOL	Chimie
MONTREUIL	Chimie
MORIAMEZ	Physique
MOUVIER	Chimie
PEREZ	Physique
PHAM MAU QUAN	Mathématiques Pures
POUZET	Mathématiques Appliquées
PROUVOST	Sciences de la Terre
SAVARD	Chimie
SCHILTZ	Physique

MM. SCHALLER	Biologie et Physiologie Animale
Mme SCHWARTZ	Mathématiques Pures
MM. TILLIEU	Physique
TRIBOT	Chimie
VAZART	Botanique
VIVIER	Biologie et Physiologie Animales
WATERLOT	Sciences de la Terre
WERTHEIMER	Physique

MAITRES DE CONFERENCES

Mme BADIER	Physique
BASTIANT	Mathématiques
MM. BELLET	Physique
BENABOU	Mathématiques Pures
BILLARD	Physique
BOILLET	Physique
BUI TRONG LIEU	Mathématiques Pures
CHERRUAULT	Mathématiques Pures
CHEVALIER	Mathématiques
DERCOURT	Sciences de la Terre
DEVRAINNE	Chimie
Mme DIXMIER	Mathématiques
M. DOUCET	Chimie
Mme DRAN	Chimie
MM. DUQUESNOY	Chimie
GOUDMAND	Chimie
GUILBAULT	Biologie et Physiologie Animale
GUILLAUME	Biologie Végétale
HANGAN	Mathématiques
HENRY	Physique
HERZ	Mathématiques Appliquées
HEYMAN	Physique
HIARD DE LA MAPRE	Mathématiques Appliquées
JOLY	Biologie et Physiologie Animales

MM. LABLACHE COMBIER	Chimie
LACOSTE	Biologie Végétale
LAMBERT	Physique
LANDAIS	Chimie
LEHMANN	Mathématiques Pures
Mme LEHMANN	Mathématiques Pures
M. LOUCHEUX	Chimie
MAES	Physique
METTETAL	Zoologie
MONTEL	Physique
NGUYEN PHONG CHAU	Mathématiques
PANET	Electronique, Electrotechnique et Automatique
PARSY	Mathématiques Pures
RACZY	Physique
ROBERT	Calcul Numérique
SAADA	Physique
SEGARD	Chimie
TUDO	Chimie Minérale Appliquée
VAILLANT	Mathématiques Pures
VIDAL	Electronique, Electrotechnique et Automatique
Mme ZINN-JUSTIN	Mathématiques Pures.

à la mémoire de mon père, à ma mère,
à Pascale et à Grégoire,

Ce travail a été effectué au laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE sous la direction de Monsieur le Professeur GABILLARD.

Je tiens à lui exprimer toute ma gratitude pour l'aide personnelle et les conseils qu'il m'a constamment prodigués tout au long de ce travail.

Nous devons à l'INSTITUT FRANCAIS DU PETROLE et à la Société SCHLUMBERGER d'avoir pu effectuer toutes les expériences dont nous avons besoin, qu'il me soit permis de remercier leurs Directeurs pour l'aide considérable qu'ils nous ont ainsi apportée.

Messieurs les Professeurs PANET et SALMER ont bien voulu examiner mon travail et faire partie de mon Jury. Je leur en suis vivement reconnaissant et les en remercie.

Je remercie également les membres de l'équipe de Géopropagation pour leur aide efficace et amicale.

Je remercie enfin tous les membres du Personnel du Laboratoire pour leur collaboration.

SOMMAIRE

	Pages
INTRODUCTION	1
I. CARACTERISTIQUES DES MESURES A EFFECTUER	3
I.1. Intensités des signaux reçus	3
I.2. Rapport signal sur bruit	5
I.3. Conditions de mesure	6
I.3.1. Cas d'une réception en surface	6
I.3.2. Cas d'une réception dans un puits	6
2. CHOIX DU DISPOSITIF DE MESURE	7
2.1. Performances nécessaires	7
2.1.1. Erreurs d'étalonnage	7
2.1.2. Dérives	7
2.1.3. Le bruit	7
2.2. Solutions possibles	8
2.2.1. Filtrage-détection-intégration	10
2.2.2. Corrélacion	11
2.2.3. Détection synchrone	11
2.3. Solution retenue	11
2.3.1. Comparaison entre la détection synchrone et le procédé de filtrage-détection	11
2.3.2. Complexité de la réalisation	13
2.3.3. Conclusion	13
3. ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR SELECTIF	14
3.1. Choix du circuit sélectif	14
3.1.1. Filtres mécaniques	14
3.1.2. Filtres L.C.	15
3.1.3. Filtres R.C.	15
3.2. Etude du circuit double-T classique	17
3.2.1. Justification de l'étude séparée du double-T et de l'amplificateur	17
3.2.2. Rappel des résultats connus relatifs au circuit double-T classique	18
3.2.3. Perturbations apportées au double-T par l'imperfection des éléments R et C	22
3.2.3.1. Méthode d'analyse	22
3.2.3.2. Perturbations dues à l'imprécision des éléments	23
3.2.3.3. Modifications des caractéristiques du double-T dues aux pertes des condensateurs	27
3.2.3.4. Conclusion	29

	Pages
3.3. Etude du circuit double-T amorti	29
3.3.1. Principe général	29
3.3.2. Amortissement parallèle	29
3.3.3. Amortissement série	31
3.3.4. Conclusion	32
3.4. Etude de l'amplificateur sélectif à double-T amorti	33
3.4.1. Amplificateur à entrée positive	33
3.4.1.1. Caractéristiques nominales	33
3.4.1.2. Amplificateur à fréquence d'accord variable et à gain fixe	34
3.4.1.3. Influence de l'amplificateur opérationnel	38
3.4.1.3.1. Influence de la valeur du gain de l'amplificateur opérationnel	38
3.4.1.3.2. Influence de la résistance différentielle de l'amplificateur opérationnel	39
3.4.1.3.3. Influence de la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel	42
3.4.1.4. Stabilité	43
3.4.1.4.1. Variations du gain de l'amplificateur sélectif dues aux dérives du gain de l'amplificateur opérationnel	43
3.4.1.4.2. Variations du gain des pertes des condensateurs	44
3.4.1.4.3. Variations du gain dues aux dérives des résistances d'amortissement	44
3.4.2. Amplificateur à entrée négative	45
3.4.2.1. Caractéristiques nominales	45
3.4.2.2. Influence de l'amplificateur opérationnel	47
3.4.2.2.1. Influence du gain de l'amplificateur opérationnel	47
3.4.2.2.2. Influence de la résistance d'entrée différentielle de l'amplificateur opérationnel	48
3.4.2.3. Stabilité	50
3.4.3. Comparaison des deux types d'amplificateurs	50
3.4.4. Influence du réglage en fréquence initial de l'amplificateur sélectif	51
3.4.5. Limites actuelles des performances et résultats obtenus	54
3.4.5.1. Composants R et C	54
3.4.5.2. Eléments d'amortissement	55
3.4.5.3. Gain de l'amplificateur opérationnel	56
3.4.5.4. Pertes des condensateurs	58
3.4.5.5. Conclusion	61
3.5. Etudes des relations amplitude-phase d'un quadripôle passif	63
3.5.1. Relations générale	63
3.5.2. Valeurs remarquables du déphasage pour un quadripôle quelconque	63
3.5.3. Intérêt général	66
3.5.4. Applications des relations amplitude-phase à l'amplificateur à circuit double-T	67
3.5.4.1. Calcul de la fréquence d'accord	67
3.5.4.2. Application au réglage en fréquence d'un amplificateur sélectif	68
3.5.4.2.1. Méthode classique	68
3.5.4.2.2. Méthode du réglage de phase	70

	pages
4. REALISATION D'UN RECEPTEUR POUR TELEDIAGRAPHIES PETROLIERES	72
4.1. Principe	72
4.2. Sonde de mesures	73
4.2.1. Performances nécessaires	73
4.2.2. Description	73
4.2.2.1. Sonde n°1	73
4.2.2.2. Sonde n°2	74
4.2.3. Améliorations envisagées	75
4.3. Récepteur de surface	75
4.3.1. Mesure du champ	75
4.3.2. Circuits annexes	76
4.3.2.1. Valeur du gain	76
4.3.2.2. Numéro du log	76
4.3.2.3. Mesure du P.S.	76
4.4. Nomenclature des composants	77
4.4.1. Sonde n°1	77
4.4.2. Sonde n°2	77
4.4.3. Récepteur de surface	77
4.4.3.1. Mesure du champ	
4.4.3.2. Alimentations	78
4.4.3.3. Mesure du P.S. et n° du log	78
4.4.3.4. Circuits double-T	
5. PROJET DE RECEPTEUR EN VUE DE LA MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE JUSQU'A UNE PROFONDEUR DE 3000 mètres	80
5.1. Limites du récepteur réalisé	80
5.2. Modifications à apporter	81
5.3. Conception d'un nouveau récepteur	82

CONCLUSION

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

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

L'équipe du Professeur GABILLARD au laboratoire de Radioélectricité de la Faculté des Sciences de LILLE s'est spécialisée dans l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques à travers le sol. Les travaux de recherche de cette équipe portent en particulier sur la détection d'hétérogénéités souterraines. Une méthode a été mise au point et a fait l'objet de brevets déposés par l'INSTITUT FRANCAIS du PETROLE^(I).

Cette méthode consiste à émettre une onde électromagnétique basse fréquence à l'intérieur d'un forage et à mesurer l'amplitude du champ électrique créé par cette onde en différents points de la surface du sol autour du puits.

La courbe représentative du champ mesuré en fonction de la profondeur du dipôle émetteur constitue un "log" analogue aux logs classiques de diagraphie. C'est la comparaison des logs correspondants aux différents points de mesure qui permet de déceler la présence d'hétérogénéités.

Une variante de cette méthode consiste à placer le ou les dipôles émetteurs en surface et à déplacer le dipôle récepteur dans le puits.

Le travail qui nous a été confié au sein de cette équipe a été l'étude et la réalisation de récepteurs capables d'effectuer la mesure du champ électrique tant en surface que dans le puits avec une précision et une fidélité suffisante pour permettre une interprétation correcte des résultats.

Aussi, après avoir précisé les caractéristiques particulières de ces mesures et les conditions dans lesquelles elles doivent s'effectuer, nous exposons les arguments tant théoriques que technologiques dont a dépendu la conception des types de récepteurs que nous avons construits. Les conditions à satisfaire portent en particulier sur la précision des mesures (nous sommes amenés, à cet effet, à étudier dans le détail la

stabilité d'un amplificateur sélectif et les méthodes de réglages permettant d'obtenir une précision suffisante).

Nous décrivons ensuite les deux types de récepteur que nous avons réalisés : le récepteur de surface et le récepteur destiné à être placé dans la sonde de diagraphie descendue dans le puits.

Enfin, nous exposons le projet d'un nouveau type de récepteur permettant d'accroître le rayon d'investigation de la méthode qui est limitée actuellement à 600 mètres de profondeur mais qui pourrait atteindre 2000 à 3000 mètres. Ce projet tient compte des résultats expérimentaux dans les deux forages de St ILLIERS⁽²⁾ et du PERRAY⁽³⁾, obtenus avec les récepteurs actuellement construits.

I. CARACTERISTIQUES DES MESURES

A EFFECTUER

I.1. INTENSITES DES SIGNAUX RECUS

L'étude théorique de la propagation électromagnétique dans un terrain homogène⁽⁴⁾ nous donne un ordre de grandeur du champ disponible au niveau du récepteur si nous remplaçons le terrain habituellement stratifié par un terrain homogène dont la conductivité σ_e , appelée alors conductivité équivalente, peut en première approximation être déduite des conductivités σ_i et épaisseurs h_i des différentes couches de la stratification par la formule (1) :

$$\sigma_e = \left[\frac{\sum_{i=1}^n h_i \sqrt{\sigma_i}}{\sum_{i=1}^n h_i} \right]^2 \quad (1)$$

L'expression du champ E_z correspondant aux conditions de mesure de la figure.1. est alors donnée par la relation (2) :

$$|E_z| = p \cdot \frac{2 \cdot z \cdot r}{R_o^5} \cdot |e_\eta| \quad (2)$$

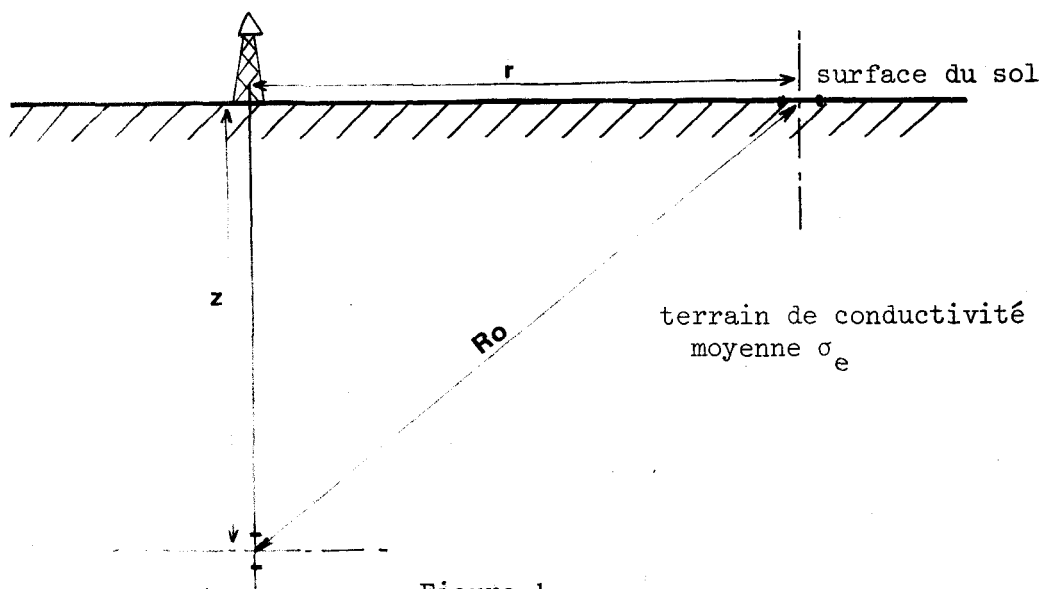


Figure.1.

relation dans laquelle :

$$p = \frac{I \cdot \ell}{4\pi\sigma_e}$$

où : I est le courant émis
ℓ la longueur du dipôle émetteur
σ_e la conductivité équivalente du terrain

e_η est une fonction complexe : e_η = R_η + jJ_η avec :

$$R_\eta = [3(1+\eta)\cos\eta + (3+2\eta)\sin\eta]e^{-\eta} \quad (3)$$

$$J_\eta = [\eta(3+2\eta)\cos\eta - 3(1+\eta)\sin\eta]e^{-\eta} \quad (4)$$

relations dans lesquelles :

$$\eta = \frac{R_o}{\delta} \quad R_o = \sqrt{r^2 + z^2} \quad (5)$$

δ est la profondeur de pénétration égale à $\frac{500}{\sqrt{f \cdot \sigma_e}}$ (6)
f est la fréquence du signal émis.

Précisons que la relation (2) donne aussi le champ électrique radial créé à la surface du sol à la distance r du forage par un dipôle émetteur placé à la profondeur z à l'intérieur du puits. Ce résultat provient du théorème de réciprocité⁽⁵⁾.

Généralement, les paramètres dont dépend le champ électrique sont connus préalablement à l'expérience.

Jusqu'à ce jour la fréquence unique de travail est de 312,5Hz ; ce choix a été fait en fonction de l'appareillage dont nous disposions pour effectuer des mesures de propagation en ondes de surface (voir à ce sujet les références⁽⁶⁾ et ⁽⁷⁾). Cette fréquence se situe vers le milieu de la gamme qui permet des transmissions d'informations à travers le sol⁽⁴⁾.

Les valeurs maximum de r et de z sont actuellement de 600 mètres, nous proposerons au Chapitre.5. diverses améliorations qui seraient susceptibles d'accroître ces valeurs jusqu'à 2000 et 3000 mètres.

Dans ces conditions, la valeur minimum du champ reçu ne dépend que de la conductivité du terrain. Citons deux exemples :

LE PERRAY au Sud de PARIS⁽³⁾

La conductivité moyenne du terrain est de $0,02U/m$ ($\rho=\Omega/m$) pour $r = 600$ mètres, $\ell = 20$ mètres et $I = 30A$. crête à crête, on reçoit dans le puits à -600 mètres aux bornes d'électrodes distantes de $1,60m$ un signal de 10 microvolts crête à crête.

St ILLIERS au Sud-Ouest de PARIS⁽⁴⁾

La conductivité moyenne est de $0,05U/m$ ($\rho=\Omega/m$). Dans les mêmes conditions que celles du PERRAY le signal reçu est de 1 microvolt crête à crête. Cette dernière valeur de 1 microvolt constitue la limite inférieure de l'amplitude des signaux que nous nous proposons de mesurer.

I.2. RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

Si le signal capté par les électrodes de mesure provenait uniquement du signal émis, le problème de mesure serait simple à résoudre. Il n'en est malheureusement pas ainsi. Nous pouvons en effet distinguer 3 sources de signaux parasites (ou bruits).

Tout d'abord le bruit provenant de sources de parasites telles que les usines, les émetteurs radio, les orages, etc ... Le champ créé par ces sources est d'amplitude importante en surface mais décroît en raison inverse de la profondeur et de la fréquence. Aussi ces sources de parasites constituent la majeure partie du bruit lorsque le récepteur est placé en surface mais leur effet devient négligeable pour un récepteur placé à une profondeur suffisante dans le puits.

Dans le cas d'une réception *enterrée* il y a lieu de considérer une deuxième source de bruit. Il est en effet nécessaire de relier électriquement par un câble la sonde de mesure que l'on descend dans le puits, aux appareils de mesure qui se trouvent en surface. Ce câble constitue une antenne qui capte, en surface et dans les couches peu profondes où ils sont encore intenses, les signaux provenant des sources parasites.

De plus, le câble étant enroulé sur un treuil, il est fait usage de balais pour assurer la liaison électrique avec les appareils de mesure, ce qui entraîne la production d'impulsions parasites dont l'effet perturbateur est assez important.

A ces deux sources parasites dont l'importance relative varie

avec chaque type de réception, il convient d'ajouter le bruit propre de l'appareillage électronique, la nature et l'amplitude de ce bruit étant identiques dans les deux types de réception.

La combinaison de tous ces bruits nous donne, dans le cas le plus défavorable (réception à -600m à St ILLIERS) un rapport signal sur bruit de -80dB aux bornes des électrodes de la sonde de mesure. Remarquons dès maintenant que si la mesure doit s'effectuer avec une précision de 1%, la valeur de ce rapport doit être amenée à +40dB soit une amélioration de +120dB.

Nous montrerons qu'il est possible d'obtenir effectivement cette amélioration du rapport signal sur bruit par amplification sélective à bande très étroite.

I.3. CONDITIONS DE MESURE Ces conditions sont évidemment différentes suivant que la réception s'effectue en surface ou dans le puits. Nous allons distinguer ces deux cas.

I.3.1. Cas d'une réception en surface

Les conditions sont alors celles correspondant à la région où les mesures s'effectuent. Jusqu'à présent nous envisageons une gamme de température de -10°C à +30°C et une humidité relative correspondant à un fort brouillard. Le récepteur doit permettre d'effectuer les mesures avec une précision de 1% malgré ces conditions adverses.

I.3.2. Cas d'une réception dans un puits

La partie du récepteur qui se trouve en surface doit évidemment répondre aux mêmes impératifs que dans le cas précédent. Pour la partie du récepteur située dans le puits, la gamme de température s'étend de -10°C (température de surface) à +60°C, valeur limite que nous envisageons actuellement et qui correspond à l'élévation de température due au gradient géothermique à une profondeur de 1000mètres.

La sonde qui contient la partie du récepteur destinée à être descendue dans le puits a un diamètre de 60mm et 2 mètres de longueur, le récepteur doit tenir dans ce volume.

Cette sonde est reliée à la surface par un câble de 7 kilomètres de longueur constitué d'une armature métallique formant blindage, d'un câble central en acier, et de 7 fils conducteurs dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Résistance d'un conducteur : 250Ω
- Résistance d'isolement entre les conducteurs : quelques $M\Omega$
- Tension continue admissible entre les conducteurs : 200V
- Capacité entre les conducteurs : 3 microFarads

La conception de l'électronique de la sonde de mesure doit tenir compte de ces caractéristiques électriques.

2. CHOIX DU DISPOSITIF DE MESURE

2.1. PERFORMANCES NECESSAIRES

Le récepteur doit donc permettre d'effectuer la mesure d'un signal à 312,5Hz d'amplitude très faible, de l'ordre du microvolt avec une précision de 1% dans les conditions précédemment indiquées.

De façon générale on peut distinguer plusieurs sources d'erreurs:

2.1.1. Erreurs d'étalonnage

L'étalonnage effectué en laboratoire présente toujours une certaine erreur. Nous étudions au chapitre.3.4. les répercussions de cette erreur sur la précision de mesure et nous décrivons une méthode qui permet d'effectuer au mieux cet étalonnage.

2.1.2. Dérives

Inévitablement des dérives se produisent en fonction du temps et surtout en fonction de la température. Il sera par conséquent nécessaire d'étudier la stabilité du récepteur vis-à-vis de ces deux types de dérives. Cette étude sera faite au Chapitre.3.4.

2.1.3. Le bruit

Enfin le bruit, quelque soit son origine, est une cause importante d'erreurs. Celle-ci sera d'autant plus faible que le pouvoir filtrant du récepteur sera plus élevé. La solution la plus évidente, pour réduire le

bruit consiste à réduire le plus possible la bande passante du récepteur. En effet, si l'on suppose une répartition spectrale uniforme du bruit à l'entrée du récepteur, la puissance de bruit à sa sortie varie comme sa bande passante. Ce principe ne peut en fait être exploité sans limite. Nous savons en effet qu'une diminution de la bande passante augmente, approximativement, le temps de réponse dans le même rapport et par là même le temps nécessaire pour effectuer une mesure précise. Or ce temps de mesure ne peut pas être augmenté indéfiniment.

Il faut préciser en effet que lorsqu'un puits est creusé, il est nécessaire au-delà d'un laps de temps de 24 à 48 heures (suivant la nature du terrain) de placer un tube d'acier à l'intérieur du puits de façon à éviter l'effondrement des parois.

On dispose donc de peu de temps pour effectuer les mesures de diagraphie. La vitesse de remontée de la sonde doit donc être la plus élevée possible. Le prix de revient des logs de télédiagraphie sera également abaissé si l'on diminue le temps nécessaire à leur obtention. Ces contraintes imposent au récepteur de mesure un temps de réponse le plus court possible.

Compte tenu de ces deux impératifs **contradictoires** nous nous sommes fixés un temps de réponse de 5 secondes ce qui permet de remonter la sonde à la vitesse de 16cm/s et d'effectuer, par exemple, avec une bonne précision, un log (enregistrement du champ) en 30 minutes entre les profondeurs - 260mètres et -570 mètres.

2.2. SOLUTIONS POSSIBLES

Examinons, brièvement, les trois procédés généralement employés pour la mesure d'un signal mêlé à un bruit ⁽⁸⁾ :

Ces trois procédés sont les suivants :

- Filtrage - détection - intégration
- Corrélation
- Détection synchrone

2.2.1. Filtrage - détection - intégration

C'est le procédé le plus simple. Il permet la mesure du module de l'amplitude du signal. Il correspond au schéma de la figure.2. :

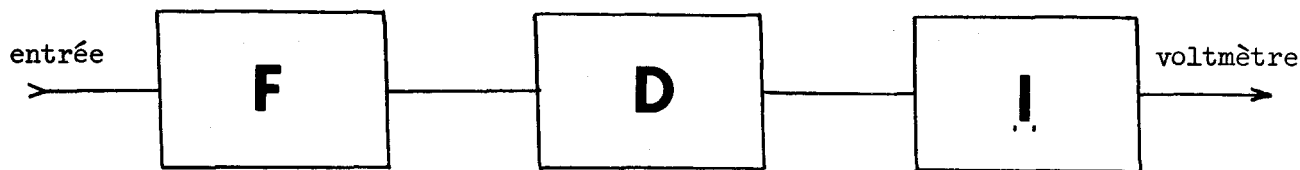


Figure.2.

F : filtre passe-bande accordé sur la fréquence du signal

D : détecteur

I : intégrateur.

L'étude du principe de fonctionnement d'un tel dispositif⁽⁸⁾ permet d'arriver rapidement aux conclusions suivantes bien connues :

1) Dans le cas d'un signal sinusoïdal durant très longtemps, et d'amplitude bien stable, le filtre adapté est de toute évidence un filtre infiniment sélectif (voir à ce sujet la restriction énoncée au chapitre.2.1.) accordé sur la fréquence du signal à mesurer.

2) Si le filtre F répond à cette condition, l'intégrateur situé après le détecteur est inutile. En effet si F est extrêmement sélectif, sa constante de temps est très grande et il agit comme un intégrateur vis-à-vis de toutes les fluctuations d'amplitude du signal.

3) Le détecteur utilisé peut être linéaire, quadratique ou de toute autre type de réponse, dans notre cas cette caractéristique ne revêt pas une grande importance : en effet le détecteur ne saurait distinguer les fluctuations du signal dues au bruit de celles dues aux variations des structures géologiques rencontrées par la sonde au cours de son déplacement dans le puits. Il traitera donc les unes comme les autres quelle que soit sa caractéristique de détection. Il n'en serait pas de même pour un récepteur simplement destiné à reconnaître la présence ou l'absence d'un signal émis (télégraphie), on choisirait dans ce cas, un détecteur linéaire si le rapport signal sur bruit est faible et un détecteur quadratique si le rapport signal sur bruit est grand⁽⁹⁾.

Nous verrons au Chapitre.4. que le choix du détecteur est simplement lié à l'utilisation que l'on désire faire des mesures.

2.2.2. Corrélation

Nous rappelons ce principe de récepteur : figure.3.

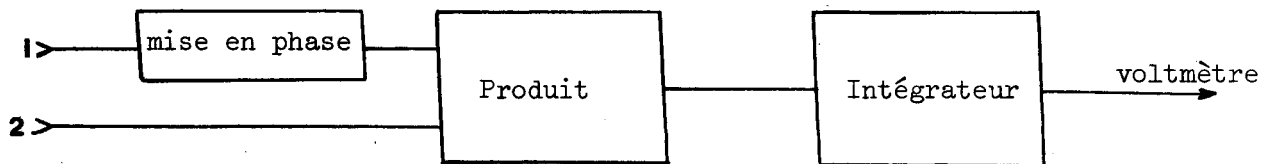


Figure.3. - Principe du corrélateur -

Le signal à mesurer est appliqué à l'entrée 1, à l'entrée 2 est appliqué le signal reçu par une autre antenne. On effectue le produit de ces deux signaux après les avoir amenés en phase.

Le signal continu à la sortie de l'intégrateur aura une amplitude stable, proportionnelle à l'amplitude du signal si les deux conditions suivantes sont réalisées :

1ère condition : le déphasage entre les deux signaux 1 et 2 est constant.

2ème condition : les bruits appliqués aux deux entrées sont indépendants.

La première condition peut être aisément réalisée par un asservissement de phase (voir à ce sujet le Chapitre.5.).

La seconde condition ne peut malheureusement pas être réalisée. En effet les deux antennes utilisées sont constituées par exemple, de l'antenne de mesure et de deux piquets enterrés à la surface du sol, près du puits. La distance maximum entre ces deux antennes est alors de l'ordre de grandeur de la profondeur du puits.

Cette distance (quelques milliers de mètres au maximum), est très souvent faible devant la distance qui sépare les sources parasites des antennes. Les champs créés par ces sources au voisinage des deux antennes sont alors presque identiques et les bruits captés par ces deux antennes ne sont donc pas indépendants. Le corrélateur devient alors un autocorrélateur et son intérêt fortement diminué ne justifie plus, dans notre cas, son utilisation.

2.2.3. Détection synchrone

Le principe est identique à celui du corrélateur : figure.4.

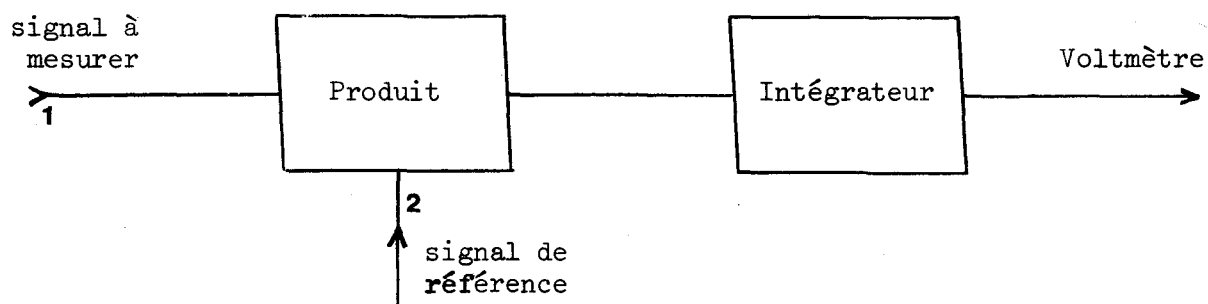


Figure.4. - Détecteur synchrone -

La différence vient de ce que l'on applique à l'entrée 2 un signal de fréquence et de phase connues au lieu d'un signal reçu par une autre antenne. Ce signal appelé *signal de référence*, provient, par exemple, d'une horloge synchronisée par le signal de l'émetteur. On peut alors tirer partie du fait que ce signal de référence est un signal non accompagné de bruits parasites. Nous examinons au Chapitre.5. un projet de récepteur utilisant ce principe.

2.3. SOLUTION RETENUE

Le corrélateur n'étant pas retenu pour les raisons que nous venons d'exposer, le choix doit être fait entre la détection synchrone et le procédé de mesure par filtrage et détection. C'est en comparant l'amélioration du rapport signal sur bruit apportée par chaque dispositif en regard de sa complexité de réalisation que nous avons fait notre choix.

2.3.1. Comparaison entre la détection synchrone et le procédé de filtrage-détection

Appliquons à chacun de ces deux dispositifs le même signal mêlé à un même bruit dont le spectre uniforme a une largeur $\Delta\nu$: figure.5.

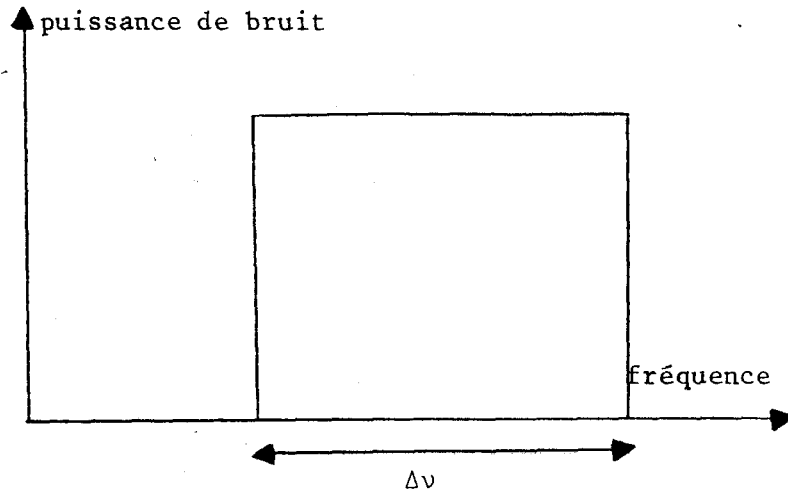


Figure.5. - Spectre du bruit à l'entrée du récepteur -

Le rapport signal sur bruit à la sortie de chaque dispositif sera donné respectivement par relations (7) et (8).

Pour la détection synchrone :

$$\left[\frac{S}{B} \right]_{\text{sortie}}^2 = \left[\frac{S}{B} \right]_{\text{entrée}} \times 8 R.C. \Delta\nu. \cos \varphi \quad (7)$$

relation dans laquelle :

- le produit R.C. est la constante de temps de l'intégrateur
- φ le déphasage entre le signal à mesurer et le signal de référence.

Pour le procédé de filtrage-détection :

$$\left[\frac{S}{B} \right]_{\text{sortie}}^2 = \left[\frac{S}{B} \right]_{\text{entrée}} \times \frac{2}{2-\pi/2} \times \frac{\Delta\nu}{\Delta f} \quad (8)$$

Relation dans laquelle : Δf est la bande passante du filtre.

Le temps de réponse τ que nous avons fixé précédemment à 5 secondes, constitue la caractéristique commune aux deux dispositifs, ce qui se traduit par la relation :

$$\Delta f = \frac{1}{5RC} = \frac{1}{\tau} = 0,2\text{Hz} \quad (9)$$

$$RC = \frac{\tau}{5} = 1 \text{ seconde}$$

On peut se rendre compte, en reportant ces valeurs de RC et de Δf dans les relations (7) et (8) que les deux dispositifs procurent des rapports signal sur bruit à la sortie identiques pour le même rapport signal sur bruit à l'entrée (Voir Réf. ⁽⁸⁾). Il peut sembler étrange que la détection synchrone n'apporte aucune amélioration par rapport au procédé de filtrage détection. Rappelons que cette particularité est due au fait que le signal d'entrée après filtrage est d'amplitude bien supérieure à celle du bruit. La partie triangulaire du spectre de bruit après détection est de ce fait négligeable. Par contre, si l'amplitude du signal avant détection était du même ordre de grandeur que le bruit, ou inférieure, la détection synchrone donnerait de meilleurs résultats.

2.3.2. Complexité de la réalisation

Le principal intérêt du procédé de mesure par filtrage-détection est de ne pas nécessiter de signal de référence. C'est cette simplification qui nous l'a fait préférer. Par contre, il est nécessaire d'obtenir avant détection des bandes passantes Δf très faibles, les filtres sont alors assez difficiles à réaliser.

Cette difficulté n'existerait pas avec la détection synchrone mais nous avons préféré payer ce prix pour être affranchi du signal **de référence** et surtout de la nécessité de le mettre en phase avec le signal reçu.

Remarquons également que le problème qui nous a été posé est celui de la mesure de l'amplitude du champ électrique, aussi, la possibilité qu'offre le détecteur synchrone de permettre une mesure de déphasage entre le signal transmis et un signal de référence (signal émis, par exemple) ne constitue pas dans notre cas un avantage mais plutôt un inconvénient.

2.3.3. Conclusion

La valeur du temps de réponse τ que nous nous sommes fixé (5 sec. ne justifie pas l'emploi d'un détecteur synchrone. Nous verrons au chapitre.3.4. qu'une étude poussée de l'amplification sélective conclue à la possibilité de réaliser des filtres actifs de 0,2 Hz de bande passante et de stabilité suffisante

3. ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR SELECTIF

De façon générale un amplificateur sélectif se compose d'un ou de plusieurs circuits passifs sélectifs et de un ou plusieurs amplificateurs à large bande. Suivant la nature du circuit passif, celui-ci est associé en transmission ou en réaction avec l'amplificateur à large bande.

Après avoir examiné les différents circuits sélectifs généralement utilisés et effectué notre choix, nous étudierons le circuit retenu, d'abord seul puis associé à l'amplificateur.

3.1. CHOIX DU CIRCUIT SELECTIF

3.1.1. Filtres mécaniques

Nous regroupons sous cette dénomination, les quartz piézo-électriques, les filtres céramiques et les diapasons. Leur emploi en très basse fréquence (au-dessous de 10 kHz) n'est guère intéressant en raison de leur prix élevé et de leurs dimensions importantes. De plus, le fait qu'il n'est pas possible de modifier la fréquence d'accord de ces dispositifs impose que l'on ait fait un choix définitif de la fréquence de travail, ce qui peut être justifié pour une réalisation commerciale, mais présente un inconvénient pour une réalisation destinée à la Recherche.

3.1.2. Filtres L.C.

Actuellement l'unanimité est faite sur le peu d'intérêt présenté par les filtres L.C. en basse fréquence. Les raisons en sont les suivantes :

- les dimensions importantes des bobines nécessaires qui s'opposent à la miniaturisation des appareils, rendue par ailleurs possible par l'apparition des amplificateurs et filtres RC réalisés en circuits intégrés.

- la stabilité des bobines les mieux construites est encore assez faible en comparaison des stabilités que l'on peut obtenir avec les éléments R et C.

- si l'on ne désire pas utiliser de blindages encombrants et coûteux, le bobinage est susceptible de créer ou de capter un champ magnétique dont l'effet, dans les deux cas, peut nuire au bon fonctionnement de l'ensemble du filtre.

3.3.3. Filtres R.C

C'est le type de filtre le plus utilisé actuellement. Il n'en a pas toujours été ainsi, car ce type de filtre présente l'inconvénient de ne pouvoir, à lui seul, fournir des caractéristiques passe-bande à sélectivité élevée, il est absolument nécessaire de lui associer un ou plusieurs amplificateurs. Son utilisation dans des dispositifs de mesure n'a donc été rendue possible que par l'avènement des amplificateurs opérationnels à éléments semi-conducteurs discrets ou intégrés.

Le choix du ou des circuits R.C. n'est pas limité et les méthodes de synthèse de filtres actifs R.C. sont très nombreuses (entre autres citons les Réf. (11), (12), (13), (14), (15)).

Il est possible, à l'aide de ces méthodes de réaliser une courbe de réponse quelconque, le nombre de circuits R.C. nécessaires étant fonction de l'ordre de la fonction de transfert **désirée**.

Dans notre cas nous pouvons nous limiter à un filtre du second ordre, nous avons alors deux possibilités (Réf. (11)) :

- utilisation d'une réaction positive
- utilisation d'une réaction négative.

On peut montrer (Réf. (14), (15)) que la réaction positive nécessite un amplificateur dont la précision et la stabilité du gain joue un rôle très important. Au contraire la réaction négative ne requiert pas d'amplificateur à gain étalonné, il suffit, en effet dans ce cas, que l'amplificateur possède un gain supérieur à une certaine valeur devant être d'autant plus grande que les performances demandées au filtre sont plus élevées.

Nous avons donc choisi la réaction négative ou contre-réaction en raison de cette relative indépendance qu'elle permet entre les caractéristiques d'ensemble du filtre et les caractéristiques propres à l'amplificateur large bande utilisé. Cette indépendance se traduit également par la possibilité d'étudier séparément le circuit sélectif et de n'envisager qu'en fin d'étude son incorporation à l'amplificateur, cette possibilité permet, nous le verrons au chapitre.3., d'obtenir une grande clarté et une grande précision d'analyse.

Dans ces conditions nous avons choisi le circuit le plus simple qui permet, étant placé en contre-réaction sur un amplificateur, d'obtenir une fonction passe-bande du second ordre.

Ce circuit est le circuit double-T dont nous rappelons sur la figure.7. le schéma de principe. Les figures.8. et .9. montrent les deux possibilités d'association de ce circuit à un amplificateur.

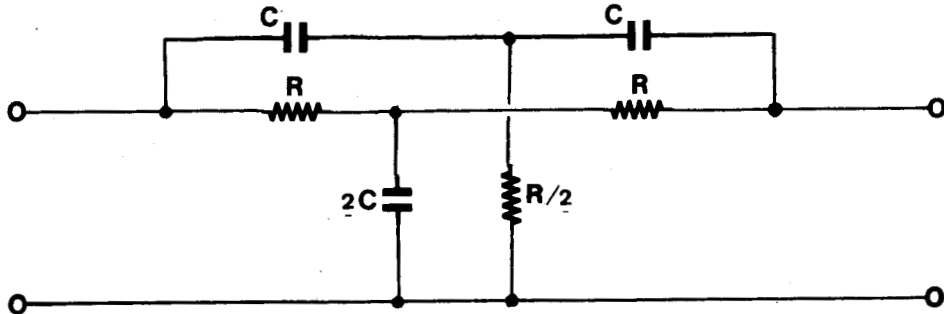


Figure.7. - Circuit double-T -

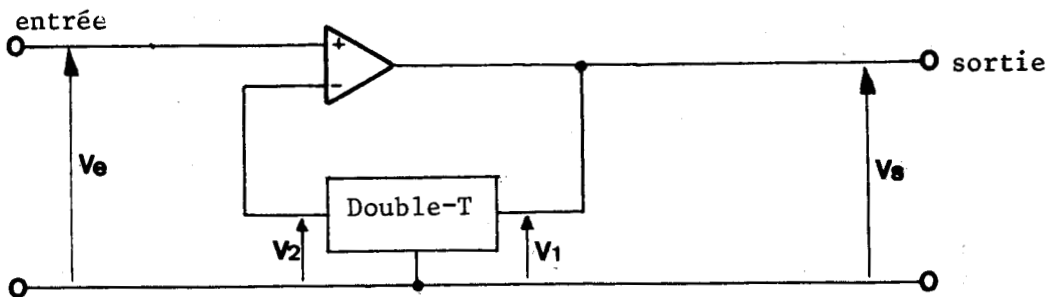


Figure.8. - Premier type d'association -

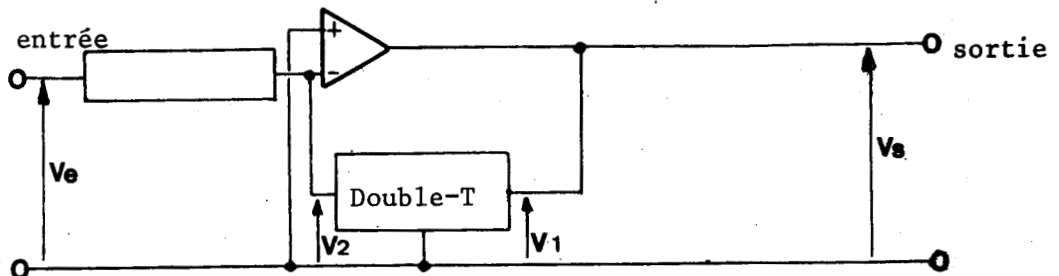


Figure.9. - Deuxième type d'association -

Nous nous proposons donc d'étudier tout d'abord seul puis associé à un amplificateur, ce circuit double T.

Cette étude se compose de deux parties 3.2. et 3.3. Tout d'abord 3.2., nous étudions en détail le circuit double-T classique correspondant au schéma de la figure.7. Cette première étude nous amène à conclure que ce circuit simple n'est pas susceptible de satisfaire les spécifications qui nous sont imposées concernant la stabilité du filtre actif que nous avons à construire.

Nous avons donc été obligés d'apporter des modifications au double-T original pour en faire un double-T ponté dont l'étude montre qu'il satisfait les spécifications imposées. Cette étude constitue la seconde partie du chapitre.3.3.

3.2. ETUDE DU CIRCUIT DOUBLE-T CLASSIQUE

3.2.1. Justification de l'étude séparée du double-T et de l'amplificateur

Nous distinguons deux schémas possibles d'amplificateurs sélectifs à circuit double-T en contre-réaction. D'une part l'amplificateur dit à "entrée positive" correspondant au schéma de la figure.8. et d'autre part l'amplificateur à "entrée négative" que nous avons représenté à la figure.9.

Si nous faisons les hypothèses suivantes :

- le gain g de l'amplificateur opérationnel seul, est beaucoup plus grand que le gain a du système bouclé,
- l'impédance d'entrée de l'amplificateur g est infiniment grande,
- l'impédance de sortie de l'amplificateur g est infiniment petite,

nous pouvons alors écrire les relations classiques des circuits à amplificateurs opérationnels :

$$a^+ = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{\psi} = \frac{v_1}{v_2} \quad (10)$$

$$a^- = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{z \cdot y_{21}} \quad (11)$$

relations dans lesquelles :

a^+ est le gain de l'amplificateur à entrée positive (figure.8.)

a^- " " " " " " " " négative (figure.9.)

z est l'impédance du dipôle placé en série avec l'entrée

y_{21} est le terme correspondant à l'indice 21 de la matrice admittance du circuit double-T

ψ est le gain en tension $\frac{v_2}{v_1}$ du circuit double-T.

Dans ces conditions les gains a^+ et a^- ne dépendent que du circuit double-T et du dipôle z . Les influences respectives du circuit double-T

et de l'amplificateur sont donc suffisamment séparées pour qu'il soit possible d'étudier l'effet du circuit sélectif seul. Les limitations dues aux valeurs finies du gain et des impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur n'interviendront que comme des corrections faciles à introduire après coup (voir chapitre.3.4.).

3.2.2. Rappel des résultats connus relatifs au circuit double-T classique

Nous savons que le circuit double-T représenté sur la figure.10. procure une courbe de réponse (représentation de $|\psi|$ en fonction de la fréquence) dont l'allure générale est montrée par la figure.11.

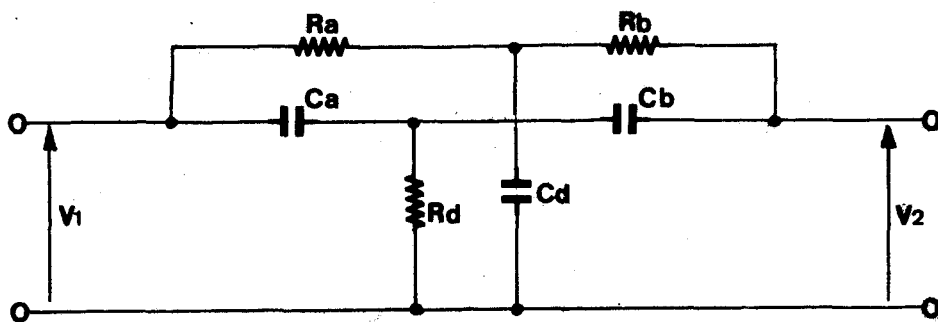


Figure.10.

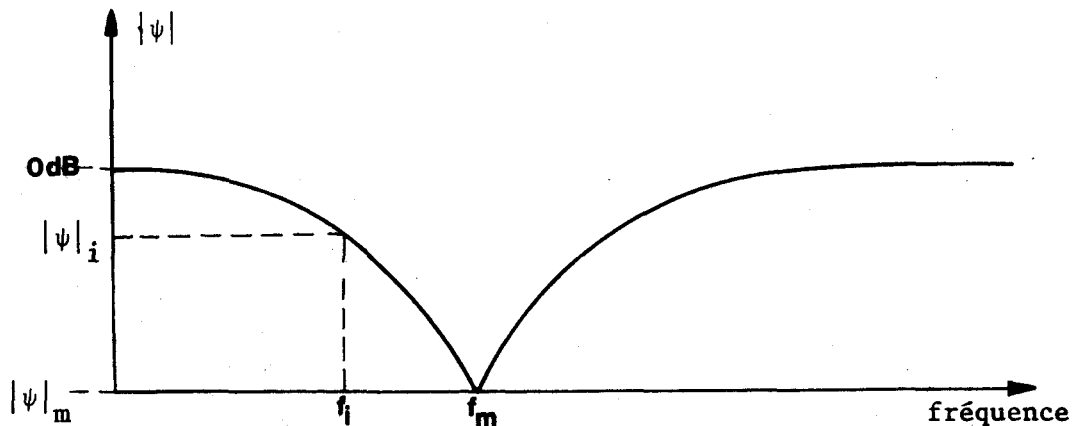


Figure.11.

Les points particuliers de cette courbe sont les suivants :

- . $|\psi| = 1$ pour $f = 0$ et $f = \infty$ (12)
- . $|\psi|$ présente un minimum pour une fréquence f_m
- . la valeur $|\psi|_m$ de ce minimum et la valeur de f_m dépendent des relations entre les éléments $R_a, R_b, R_d, C_a, C_b, C_d$

. La valeur de $|\psi|$ pour une fréquence f_i différente de f_m dépend également des relations entre les éléments R et C du circuit.

Certains auteurs (16), (17) ont montré en particulier que l'on pouvait obtenir à la fois :

$$- |\psi_{\min}| = 0$$

et - $|\psi_i|$ de valeur d'autant plus grande, c'est-à-dire une courbe de réponse d'autant plus étroite, que l'on prenait un rapport $\frac{R_b}{R_a}$ de plus forte valeur.

Cette caractéristique serait intéressante dans notre cas car la bande passante de l'amplificateur serait d'autant plus réduite que le rapport $\frac{R_b}{R_a}$ serait grand. Malheureusement, nous verrons au chapitre.3.4. que le circuit double-T ne présente des caractéristiques intéressantes que dans la mesure où l'impédance de source est faible devant l'impédance d'entrée du double-T (égale à R_a en première approximation) et que l'impédance de charge est grande devant l'impédance de sortie du double-T (égale à R_b en première approximation).

En conséquence, choisir $\frac{R_b}{R_a} > 1$ conduit à devoir prendre $\frac{R_{\text{charge}}}{R_{\text{source}}} \gg 1$.

Nous verrons au chapitre.3.4. que l'impédance de source et l'impédance de charge du circuit double-T sont respectivement l'impédance de sortie et l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel à un facteur près dépendant du rapport

$$\left| \frac{g}{a_0} \right| = \frac{\text{gain de l'amplificateur opérationnel}}{\text{gain du filtre actif}}$$

Nous avons représenté sur la figure.12. les courbes représentatives de $|\psi|$ en fonction de la fréquence pour $\frac{R_b}{R_a} = 1$ et $\frac{R_b}{R_a} = 100$.

Nous pensons que la réduction de bande apportée par le passage de $\frac{R_b}{R_a} = 1$ à $\frac{R_b}{R_a} = 100$ n'est pas suffisante pour compenser les inconvénients suivants qui découlent directement des remarques que nous venons de faire.

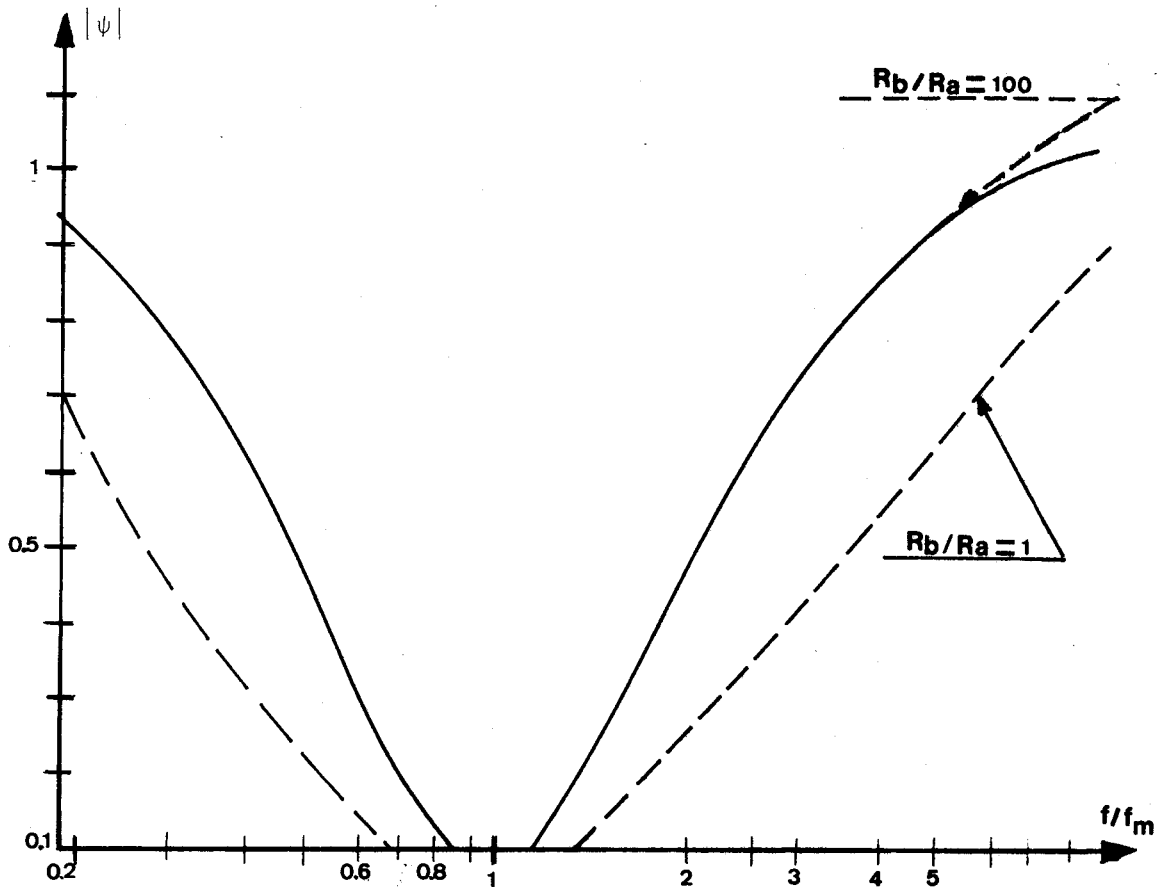


Figure.12.

ler inconvénient

L'augmentation dans un rapport 100 du rapport $\frac{\text{impédance d'entrée}}{\text{impédance de sortie}}$ conduit à utiliser dans la majorité des cas un amplificateur opérationnel de caractéristiques spéciales dont le prix peut atteindre actuellement 10 fois le prix d'un amplificateur opérationnel standard permettant de prendre $\frac{R_b}{R_a} = 1$.

Exemple : supposons $R_a = R_b = 10k\Omega$ (valeur couramment utilisée), nous prendrons alors :

$$R_{\text{entrée}} = 100 R_b = 1M\Omega \text{ (pour ne pas charger le double-T)}$$

$$R_{\text{sortie}} = \frac{R_a}{100} = 100\Omega$$

Ces valeurs sont classiques pour un amplificateur opérationnel intégré dont le prix actuel est de l'ordre de 20 Francs.

. Si nous prenons $R_b = R_a \times 100 = 1M\Omega$

Nous devons avoir :

$$R_{\text{entrée}} = 100M\Omega \text{ et } R_{\text{sortie}} = 100\Omega$$

ce qui nécessite des transistors à effet de champ à l'entrée de l'amplificateur. On aboutit alors à un prix d'environ 1000F. pour l'amplificateur

. Si nous prenons $R_a = R_b/100 = 100\Omega$

Nous devons avoir :

$$R_{\text{entrée}} = 1M\Omega \quad \text{et} \quad R_{\text{sortie}} = 1\Omega$$

ce qui nécessite un adaptateur d'impédances à la sortie de l'amplificateur et limite de toutes manières le niveau de sortie.

2ème inconvénient

Nous verrons au chapitre 3.2. que la qualité du circuit double-T dépend en grande partie de la précision du rapport $\frac{R_b}{R_a}$ et $\frac{C_b}{C_a}$.

Or, lors de l'étalonnage des éléments R et C la plus grande précision est obtenue pour $R_a \neq R_b$ et $C_a \neq C_b$ car on peut alors effectuer à l'aide d'un comparateur les mesures d'étalonnage des rapports de ces composants (par exemple avec le comparateur General Radio type 1605A) alors qu'un rapport 100 entre les éléments rend nécessaire une mesure très précise de la valeur absolue de chaque composant R et C et la précision se trouve ainsi diminuée. Par exemple, la mesure à l'aide du comparateur General Radio type 1605A permet d'équilibrer le rapport entre R_a et R_b avec une erreur maximum de 10^{-4} alors que les éléments "résistance-étalons" sont rarement de précision supérieure à $\pm 0,05\%$ (General Radio type 1434 G) ce qui peut entraîner une erreur sur l'égalité $R_a = 100R_b$ de 10^{-3} soit 10 fois plus importante que dans le cas de résistances presque égales.

3ème inconvénient

La mise en équation du circuit double-T est plus aisée lorsque celui-ci est symétrique c'est-à-dire pour $R_a = R_b$ et $C_a = C_b$.

Nous avons donc étudié et réalisé des circuits double-T dont les relations entre les éléments sont les suivantes :

$$R_a = R_b = 2R_d \quad (13)$$

$$C_a = C_b = \frac{C_d}{2} \quad (14)$$

Si ces relations sont rigoureusement vérifiées les caractéristiques du circuit double-T sont :

$$|\psi|_{\min} = 0 \quad \text{pour} \quad f = f_m = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \quad (15)$$

relation dans laquelle f_m est la fréquence d'atténuation maximum du circuit double-T.

3.3.3. Perturbations apportées au double-T par l'imperfection des éléments R et C

3.3.3.1. Méthode d'analyse

Nous sommes amenés dans ce chapitre à étudier les caractéristiques du double-T en fonction de différents paramètres caractérisant ses éléments.

Ces caractéristiques sont essentiellement :

- la fréquence f_m pour laquelle la transmission du double-T est minimum
- la valeur de la transmission ψ_m à la fréquence f_m .

Les paramètres caractérisant les éléments R et C dont dépendent les caractéristiques f_m et ψ_m sont :

- les valeurs idéales que doivent avoir les éléments R et C du double-T et qui sont données par les formules (13) à (15)
- l'erreur et la dérive des éléments R et C par rapport à ces valeurs idéales
- les pertes des condensateurs.

Nous avons mené cette étude simultanément sur trois voies dont nous avons vérifié la convergence pour chacun des résultats obtenus.

La première voie consiste à mettre en équation le circuit double-T par la méthode d'association des matrices impédances et admittances. Cette mise en équation s'effectue en utilisant les valeurs réelles de la fréquence. En effet, seul le régime permanent nous intéresse, il n'est donc pas nécessaire à priori de recourir aux transformées de LAPLACE et d'utiliser les valeurs imaginaires p de la fréquence. Nous verrons toutefois au chapitre .3.5. que l'étude de la fonction de transfert du circuit double-T dans le plan de la variable complexe p permet de préciser utilement certaines de ses caractéristiques en régime permanent.

La seconde consiste à faire calculer par un ordinateur (service "time-sharing" de BULL GENERAL ELECTRIC) la courbe de réponse du circuit double-T. Cette voie d'attaque du problème a deux intérêts. D'une part elle permet de vérifier, avec un risque d'erreur très faible, les relations littérales établies précédemment. D'autre part, comme le programme

de calcul que nous avons mis au point pour le circuit double-T tient compte de l'influence de tous les éléments, nous pouvons ainsi évaluer l'importance de l'erreur introduite dans les relations littérales par les simplifications que nous sommes amenés à effectuer.

Enfin la troisième voie que nous avons suivie pour étudier le problème est celle des essais sur prototypes qui sont décrits en détail au chapitre.4. Nous avons pu, sur ces réalisations pratiques, effectuer toutes les mesures dont nous avons besoin pour juger de la validité dans le domaine du réel de l'étude théorique effectuée.

Dans l'analyse littérale que nous développons maintenant nous supposons connues, par le lecteur, les lois d'établissement et d'associations des matrices impédances et admittances⁽¹⁸⁾ ; d'autre part, nous reportons en annexe les expressions complètes des matrices des différents circuits double-T étudiés (valeurs de Y_{21} , Y_{22} , etc ...).

3.3.3.2. Perturbations dues à l'imprécision des éléments

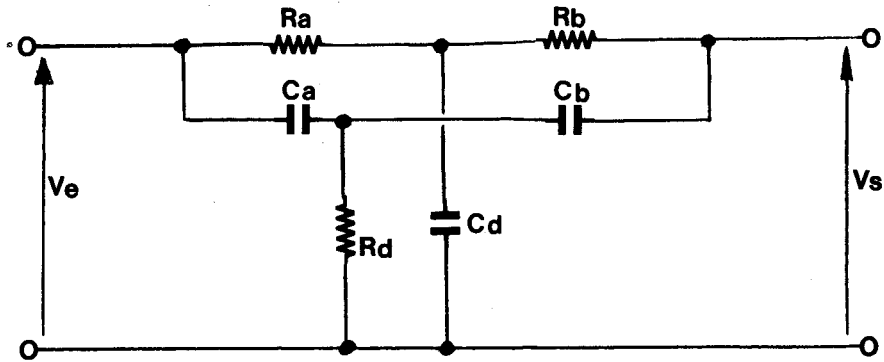


Figure.13.

Si les éléments R et C du circuit double-T représentés sur la figure.13. répondent aux relations (16) et (17) :

$$R_a = R_b = 2R_d = R \quad (16)$$

$$C_a = C_b = 1/2 \cdot C_d = C \quad (17)$$

Les caractéristiques du double-T sont alors :

$$|\psi_m| = 0 \quad \text{pour la fréquence } f_m = 1/2 \pi RC \quad (18)$$

Mais en réalité, les résistances et les condensateurs montés dans le circuit ont les valeurs :

$$R - |\varepsilon| R < R_a, R_b, \frac{2R_d}{C} < R + |\varepsilon| R \quad (19)$$

$$C - |\varepsilon| C < C_a, C_b, \frac{d}{2} < C + |\varepsilon| C \quad (20)$$

ε étant l'erreur relative maximum (généralement connue) sur la valeur des éléments, résultant soit d'une tolérance d'étalonnage, soit d'une dérive ou d'un vieillissement, cette erreur est supposée identique pour les résistances et les condensateurs.

Pour établir un projet de circuit double-T, il est donc nécessaire de connaître la répercussion la plus défavorable de l'erreur ε sur la fréquence f_m et sur la transmission $|\psi_m|$.

1) Influence de l'erreur ε sur la fréquence f_m

On conçoit aisément que la fréquence f_m présentera un écart maximum par rapport à la valeur théorique (relation 18) lorsque tous les éléments R et C seront affectés d'une erreur ε de même signe, c'est-à-dire lorsque ces éléments prennent les valeurs :

$$R_a = R_b = 2R_d = R(1 + |\varepsilon|) \quad (21)$$

$$C_a = C_b = \frac{C_d}{2} = C(1 + |\varepsilon|) \quad (22)$$

On trouve alors facilement à partir de la relation (16) que l'écart de fréquence a pour expression :

$$\frac{df_m}{f_m} < - \frac{dR}{R} - \frac{dC}{C} = -2 |\varepsilon| \quad (23)$$

La fréquence f_m répond alors à l'inégalité :

$$\frac{1}{2\pi RC} (1 - 2 |\varepsilon|) < f_m < \frac{1}{2\pi RC} (1 + 2 |\varepsilon|) \quad (24)$$

2) Modification de ψ_m

La recherche de la modification créée par l'erreur ε sur la valeur de la transmission minimum ψ_m s'effectue en deux phases :

- 1) Recherche de la fréquence f_m pour laquelle la transmission est minimum
- 2) Calcul de ψ_m en remplaçant la valeur de f_m ainsi trouvée dans l'expression de ψ .

La fréquence f_m est la racine de l'équation :

$$\frac{d|\psi|}{df} = 0 \quad (25)$$

Comme l'expression de $|\psi|$ est donnée par la relation :

$$|\psi| = \frac{|Y_{21}|}{|Y_{22}|} = \frac{v_s}{v_e} \quad (26)$$

nous pouvons expliciter l'équation (25), on trouve alors :

avec $|Y_{ij}|' = \frac{d|Y_{ij}|}{df}$

$$\frac{d|\psi|}{df} = 0 = \frac{|Y_{21}|' \times |Y_{22}| - |Y_{21}| \times |Y_{22}|'}{|Y_{22}|^2} \quad (27)$$

La résolution de cette équation (27) est trop compliquée pour qu'il soit rentable de l'entreprendre, nous formulons alors l'hypothèse suivante :

Hypothèse : près du minimum de $|\psi|$, le module de Y_{21} (admittance de transfert) varie beaucoup plus vite que le module de Y_{22} (admittance de sortie du double-T à entrée court-circuitée)

On peut démontrer facilement la validité de cette hypothèse en étudiant, séparément, les variations de Y_{21} et Y_{22} .

Nous nous contenterons de comparer les résultats obtenus en utilisant cette hypothèse aux résultats obtenus sur calculateur numérique en effectuant un calcul rigoureux sans hypothèse simplificatrice.

L'équation (27) peut alors être simplifiée et devient :

$$\frac{d|Y_{21}|}{df} = 0 \quad (28)$$

Nous n'avons pas résolu pour autant le problème de l'influence de l'erreur ϵ sur la valeur de ψ_m , en effet, résoudre l'équation (28) suppose que les valeurs de $R_a, R_b, R_d, C_a, C_b, C_d$ soient fixées.

Il convient donc de rechercher préalablement les valeurs les plus défavorables de ces éléments qui rendent $|\psi_m|$ maximum.

Pour cela, nous résolvons l'équation (28) en prenant R_a comme paramètre ; la valeur de f , racine de l'équation (28) est reportée dans l'expression de $|\psi|$, ce qui nous donne la valeur de $|\psi_m|$. Nous déterminons alors la valeur de R_a (limitée par l'inégalité (19)) qui rend $|\psi_m|$ maximum.

Puis, nous résolvons à nouveau l'équation (28) avec cette fois R_b comme paramètre, R_a prenant la valeur trouvée précédemment, nous trouvons alors une nouvelle valeur de f_m qui reportée dans l'expression de $|\psi|$ nous permettra de trouver la valeur de R_b qui rend $|\psi_m|$ maximum.

Ce calcul est répété ensuite avec R_d comme paramètre, puis avec C_a, C_b, C_d puis de nouveau R_a, R_b , etc ... jusqu'à ce que l'on retombe sur les mêmes valeurs des paramètres. On peut montrer que ces valeurs sont effectivement celles qui rendent $|\psi_m|$ maximum.

Dans notre cas il suffit d'effectuer ce calcul 6 fois, c'est-à-dire, une fois pour chaque élément.

Nous trouvons alors que la répartition la plus défavorable de l'erreur ϵ (c'est-à-dire celle qui rend $|\psi_m|$ maximum) correspond aux valeurs de la figure.14.

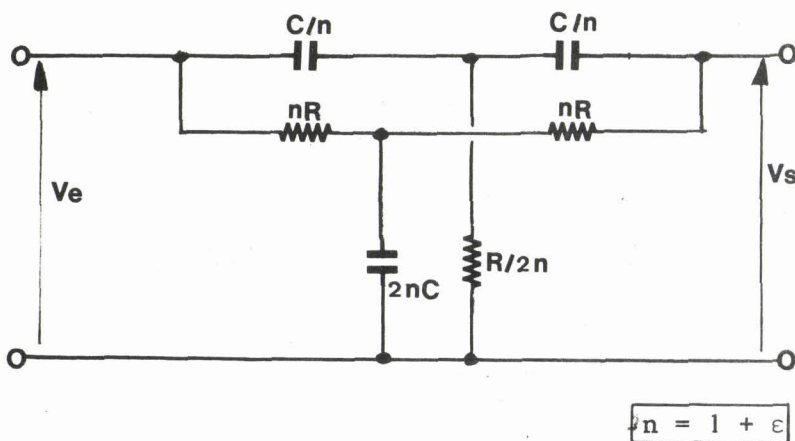


Figure.14.

Pour ces valeurs des éléments R et C le circuit double-T présente les caractéristiques suivantes :

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \tag{30}$$

$$|\psi_m| = \frac{|\epsilon|}{2 + 3,5|\epsilon|} \tag{31}$$

$$\text{tg} \angle \psi_m = 0 \tag{32}$$

En ne considérant que des circuits double-T de bonne qualité ($|\varepsilon| \ll 1$) dont les éléments sont étalonnés à $\varepsilon\%$ l'équation (31) nous permet de prévoir une valeur de la transmission donnée par la relation (33) :

$$|\psi_m| < \frac{|\varepsilon|}{2} \quad (33)$$

Nous avons, dans ce cas précis, procédé à une vérification sur ordinateur, qui nous a donné les résultats suivants :

données :

$$|\varepsilon| = 10^{-2}$$
$$R_a = 1,01.R \quad ; \quad R_b = 1,01.R \quad ; \quad R_d = 0,495.R$$
$$C_a = 0,99.C \quad ; \quad C_b = 0,99.C \quad ; \quad C_d = 2,02.C$$

résultats :

$$f_m = \frac{1,0001}{2\pi RC} \quad \text{soit une différence de } 10^{-4} \text{ par rapport à la relation (30)}$$

$$|\psi_m| = 4,925 \cdot 10^{-3} \quad \text{soit une différence de 1\% par rapport à la relation (31) et 1,5\% par rapport à la relation simplifiée (33)}$$

§.3.3.3. Modifications des caractéristiques du double-T dues aux pertes des condensateurs

Alors que les résistances qui composent le circuit double-T peuvent être considérées comme "pures" dans la gamme de fréquence de travail prévue (0 à 100kHz), les condensateurs présentent, par contre, une impédance complexe dont le terme réel ne peut être négligé.

Nous allons donc déterminer l'influence de ce terme réel, synonyme de pertes, sur les performances du circuit double-T.

Si l'on fait intervenir les pertes des condensateurs le schéma du circuit double-T devient celui de la figure.15. :

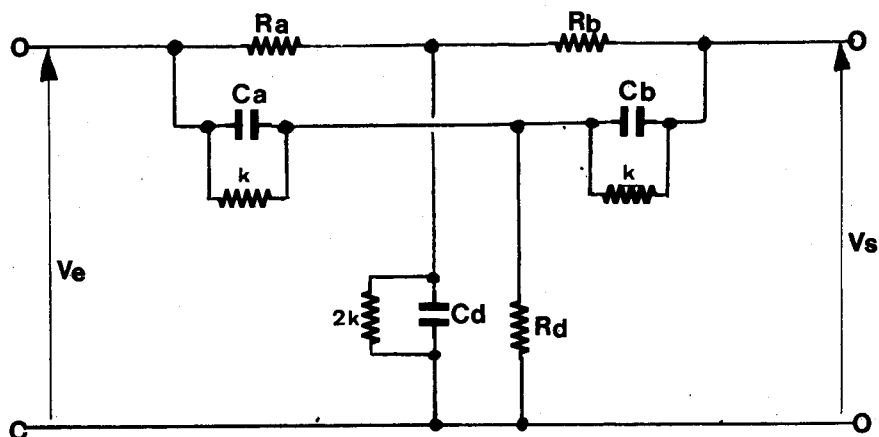


Figure.15.

L'expression de la matrice admittance de ce double-T est donnée à l'annexe.III.

Le processus de ce calcul de f_m et de ψ_m est identique à celui utilisé au chapitre .3.3.3.2. pour l'influence de l'erreur d'étalonnage.

Les caractéristiques du circuit double-T sont alors :

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \left[1 - \frac{(\text{tg}\delta)^2}{2} \right] \quad (34)$$

$$|\psi_m| = \frac{\text{tg}\delta}{2} \quad (35)$$

relations dans lesquelles :

$$R = R_a = R_b = 2R_d \quad (36)$$

$$C = C_a = C_b = \frac{C_d}{2} \quad (37)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{k}{C\omega} \quad (38)$$

k est la conductance parallèle du condensateur.

Mais en réalité, le constructeur ne donne pas de valeur précise de $\text{tg}\delta$, il indique simplement une limite supérieure de ce paramètre, les relations (35) et (36) sont donc en fait des inégalités :

$$\frac{1}{2\pi RC} \left(1 - \frac{(\text{tg}\delta)^2}{2} \right) < f_m < \frac{1}{2\pi RC} \quad (39)$$

$$|\psi_m| < \frac{\text{tg}\delta}{2} \quad (40)$$

3.3.4. Conclusion

Nous venons de voir que les caractéristiques du circuit double-T ne sont pas liées de façon précise aux éléments qui le composent, il faudra donc un long travail de mise au point sur prototype pour obtenir des performances fixées.

Nous sommes donc amenés, pour pallier à cet inconvénient, à étudier un circuit double-T modifié. Cette modification permet d'ajuster au moyen de deux réglages indépendants à la fois f_m et $|\psi_m|$.

3.3. ETUDE DU CIRCUIT DOUBLE-T AMORTI

3.3.1. Principe général

Le principe consiste, dans une première phase, à réaliser un premier circuit double-T dont les performances soient nettement supérieures à celles que l'on désire obtenir, c'est-à-dire, faire en sorte d'avoir :

$$|\psi_m|_1 \ll |\psi_m|_2 \quad (42)$$

relation dans laquelle :

$|\psi_m|_2$ est la valeur de transmission à la fréquence de travail du filtre que l'on désire obtenir

$|\psi_m|_1$ est la valeur de transmission minimum qu'il faut obtenir dans la première phase de réalisation

Cette inégalité (42) se réalise aisément à l'aide des relations (33) et (40).

Dans une deuxième phase nous amortissons le circuit double-T de façon à obtenir la valeur de transmission $|\psi_m|_2$ désirée.

3.3.2. Amortissement parallèle

Nous plaçons une résistance R_p en parallèle sur le circuit double-T suivant le schéma de la figure.16.

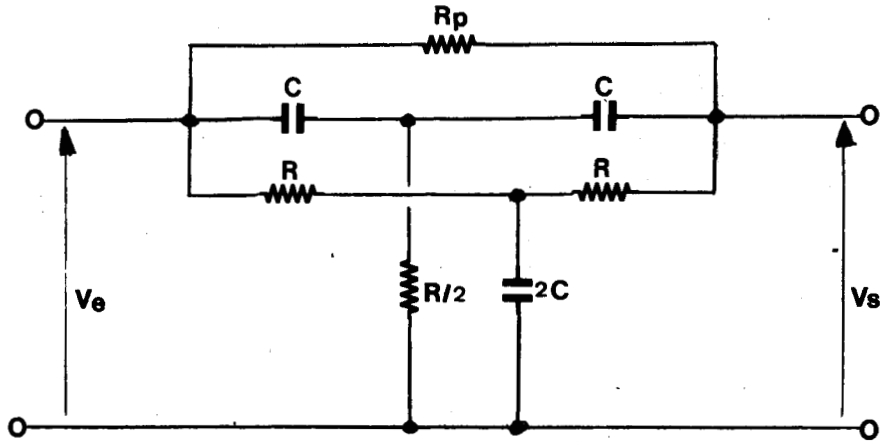


Figure.16.

Le calcul de f_m et de $|\psi_m|$ se fait en deux phases :

1ère phase : on annule la dérivée de Y_{21} et on en tire la valeur de f_m

2ème phase : on remplace f par f_m dans l'expression de $|\psi|$, et on obtient ainsi $|\psi_m|$

Le calcul est simple, retenons simplement les 3 points suivants :

- . la matrice du circuit double-T de la figure.16. est obtenu en additionnant les matrices admittances de R_p à la matrice admittance du circuit double-T seul,
- . Compte-tenu de la relation (42) le circuit double-T seul est considéré comme parfait,
- . Nous négligeons $(R/R_p)^2$ devant R/R_p . L'expression de la matrice admittance de l'ensemble est donnée à l'annexe.IV.

Les caractéristiques du double-T à amortissement parallèle sont les suivants.

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} (1 + \alpha) \quad (43)$$

$$|\psi_m| = \frac{\alpha}{2} \quad (44)$$

$$\text{tg} \angle \psi_m = 0 \quad (45)$$

relations dans lesquelles :

$$\alpha = R/R_p \quad (46)$$

3.3.3. Amortissement série

L'amortissement série correspond au schéma de la figure.17.

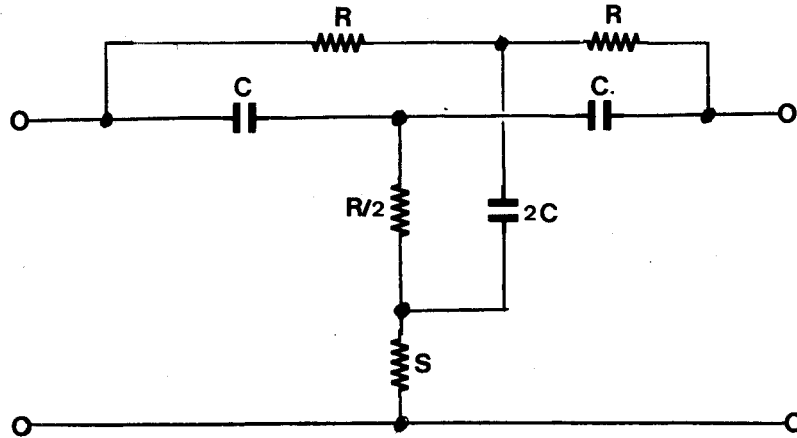


Figure.17.

La matrice de ce circuit s'obtient en additionnant cette fois les matrices impédances du circuit double-T et de la résistance s .

L'expression de cette matrice est donnée à l'annexe.V.

Les caractéristiques de ce circuit double-T sont les suivantes, si l'on néglige $\frac{s}{R}^2$ devant $\frac{s}{R}$:

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1 - 2\beta) \quad (47)$$

$$|\psi_m| = \beta \quad (48)$$

$$\text{tg} \psi_m = 0 \quad (49)$$

Pour évaluer l'erreur introduite par les deux simplifications utilisées (relations (42) et $(\frac{s}{R})^2 \ll \frac{s}{R}$) nous avons effectué un calcul sur ordinateur dont voici les résultats :

N° de l'essai	tg δ	β	$ \psi_m $ théorique	$ \psi_m $ obtenu	erreur sur $ \psi_m $
1	10^{-4}	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,54 \cdot 10^{-3}$	1,6%
2	10^{-4}	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	20%
3	0	10^{-3}	10^{-3}	$0,999 \cdot 10^{-3}$	0,1%
4	0	10^{-2}	10^{-2}	0,99	1%
5	0	10^{-1}	10^{-1}	0,9	10%

Ces résultats appellent deux remarques :

- 1°) la comparaison des essais 1 et 2 montre que la précision obtenue sur $|\psi_m|$ est étroitement liée au respect de l'inégalité (42), ce sont ici les pertes des condensateurs qui limitent la qualité du double-T.
- 2°) si l'inégalité (42) est respectée (essais 3, 4 et 5) la précision obtenue sur $|\psi_m|$ est égale à $|\psi_m|$.

3.3.4. Conclusion

Les modifications que nous avons apportées au circuit double-T classique procurent deux avantages importants :

D'une part, l'utilisateur dispose ainsi de relations précises entre les valeurs des composants du double-T et les performances que ce circuit permet d'obtenir, le travail de mise au point est donc très réduit.

D'autre part, en comparant les relations (43), (44) et (46), (47) nous remarquons qu'une augmentation de la transmission du circuit double-T entraîne une variation positive de la fréquence f_m , si nous utilisons l'amortissement parallèle, alors que l'amortissement série entraîne une variation négative de cette fréquence. Nous allons voir que cette caractéristique présente un grand intérêt pour la réalisation d'amplificateurs sélectifs pour lesquels la stabilité de f_m est la caractéristique la plus importante demandée.

3.4. ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR SELECTIF A DOUBLE-T AMORTI

Nous avons indiqué au chapitre.3.2.1. les deux associations possibles du circuit double-T à un amplificateur opérationnel. Ce sont respectivement l'amplificateur à entrée positive et l'amplificateur à entrée négative.

Nous allons maintenant étudier en détail ces deux types d'amplificateurs.

3.4.1. Amplificateur à entrée positive (Figure.18.)

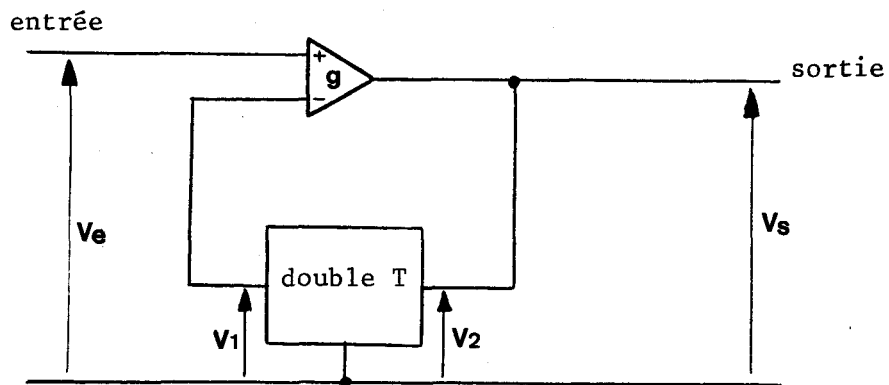


Figure.18.

3.4.1.1. Caractéristique nominales

Nous considérons, pour débiter, que l'amplificateur opérationnel g est parfait. Le gain de l'ensemble a est alors donné par la relation :

$$a = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_1}{V_2} = 1/\psi \quad (50)$$

En particulier, le gain a_0 à la fréquence f_0 pour laquelle $|a|$ est maximum prend la valeur :

$$a_0 = 1/\psi_m \quad (51)$$

Nous savons donc réaliser un amplificateur sélectif de gain connu à la fréquence d'accord de notre choix, puisque nous avons établi des relations précises entre ψ_m et les composants du double-T (relations (43) à (49)).

La bande passante de l'amplificateur sélectif constitue une deuxième caractéristique importante à connaître : celle-ci se détermine aisément

Nous développons pour cela l'expression de la transmission ψ en série de Taylor près de $f = f_m$ pour un double-T parfait non amorti ($|\psi_m| = 0$), ce qui nous permet de ne retenir que le premier terme de la série, l'expression de ψ est ainsi égale à :

$$\psi = + \frac{1}{2} j \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (52)$$

Nous associons ensuite ce double-T parfait à un amplificateur dont le gain est égal au gain a_0 désiré. L'expression de a est alors :

$$a = \frac{-a_0}{1 + ja_0/2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (53)$$

L'expérience montre (calculateur et prototype) que cette association (double-T parfait et amplificateur de gain fini) est équivalente du point de vue courbe de réponse (et non du point de vue fréquence d'accord) à l'association "amplificateur parfait et double-T amorti" qui est réellement réalisée.

La relation (53) nous permet donc de connaître la bande passante de l'amplificateur réel en écrivant $|a| = |a_0|/\sqrt{2}$, égalité qui se trouve vérifiée pour :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q} = \frac{4}{|a_0|} \quad (54)$$

relation dans laquelle :

$\Delta\omega$ est la bande passante totale de l'amplificateur

Q est le coefficient de qualité de l'amplificateur (par analogie avec le coefficient de surtension d'un circuit LC).

3.4.1.2. Amplificateur à fréquence d'accord variable et à gain fixe

Lorsque l'on désire faire varier la fréquence d'accord du circuit double-T classique, il est nécessaire de faire varier simultanément, soit les trois résistances, soit les trois condensateurs. Si l'on désire au cours de

cette variation maintenir la sélectivité à une valeur constamment élevée il faut employer trois potentiomètres ou trois condensateurs couplés de haute précision.

Ces deux solutions ne sont pas intéressantes, en effet, le condensateur triple sera encombrant, de coût élevé et de toutes manières limité en valeur supérieure, quant à la solution du potentiomètre triple, en plus de son coût également élevé, elle entraîne une variation de la sélectivité liée à la variation de fréquence, ce qui peut être un grave inconvénient dans certaines applications (en analyse spectrale par exemple).

Par contre l'utilisation du circuit double-T amorti, permet à l'aide de deux potentiomètres faisant varier respectivement l'amortissement série et parallèle de réaliser une variation de fréquence sans variation de sélectivité (donc de gain, relation (54)).

En effet, si l'on applique simultanément au circuit double-T un amortissement série et un amortissement parallèle, les caractéristiques de ce circuit sont :

$$|\psi_m| = \alpha/2 + \beta \quad (55)$$

$$= \frac{1}{2\pi RC} (1 + \alpha - 2\beta) \quad (56)$$

relations dans lesquelles :

$$\begin{aligned} \alpha &= S/R & S &: \text{résistance série d'amortissement} \\ \beta &= R/R_p & R_p &: \text{résistance parallèle "} \end{aligned}$$

Les relations (55) et (56) font bien apparaître que si l'on augmente α et que l'on diminue β , suivant une loi adéquate, on peut espérer maintenir $|\psi_m|$ constant tout en augmentant f_0 . Il convient donc de déterminer la relation entre les variations de S et celles de R_p pour arriver à cette fin.

La condition $|\psi_m| = C^{te}$ se traduit pour S et R_p par la relation suivante :

$$|\psi_m| = \frac{S_0 + dS}{R} + \frac{R}{2R_{p_0} + 2dR_p} = \frac{S_0}{R} + \frac{R}{2R_{p_0}} \quad (57)$$

Relation dans laquelle :

S_0 est la partie fixe de S

R_{p_0} " " " " " R_p

Si nous développons cette relation (57) nous aboutissons à la relation (58) entre les variations de s et celles de R_p :

$$n_1 = \frac{\alpha_0}{\beta_0} \cdot \frac{n_2}{n_2 + 1} \quad (58)$$

relation dans laquelle :

$$n_1 = \frac{ds}{s_0} \quad \text{soit la loi de variation de } s$$

$$n_2 = \frac{dR_p}{R_{p_0}} \quad \text{" " " " " " " } R_p$$

α_0 et β_0 sont les valeurs fixes des amortissements.

Si l'on se fixe donc la loi de variation n_2 de R_p on peut en déduire la loi de variation de s . Nous avons choisi pour R_p le schéma le plus simple de résistance variable.

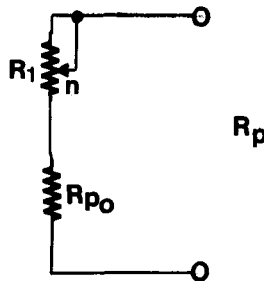


Figure.19.

Nous avons alors :

$$R_p = R_{p_0} + n R_1 \quad (59)$$

soit :

$$n_2 = \frac{dR_p}{R_{p_0}} = \frac{n R_1}{R_{p_0}} \quad (60)$$

En reportant l'expression (60) dans la relation (58) nous pouvons connaître n_1 :

$$n_1 = \frac{\alpha_0}{\beta_0} \cdot \frac{n R_1}{1 + n R_1 / R_{p_0}} \quad (61)$$

Le schéma de résistance variable permettant d'obtenir cette loi est le suivant : (figure.20.)

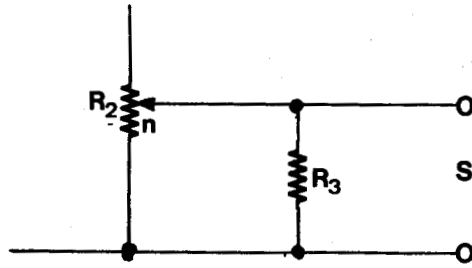


Figure.20.

En effet, nous avons pour ce schéma :

$$s = \frac{nR_2}{1 + n R_2/R_3} \quad (62)$$

relation que l'on peut identifier avec la relation (61) et l'on aboutit alors au schéma définitif de la figure.21. et aux valeurs des éléments donnés au tableau.1.

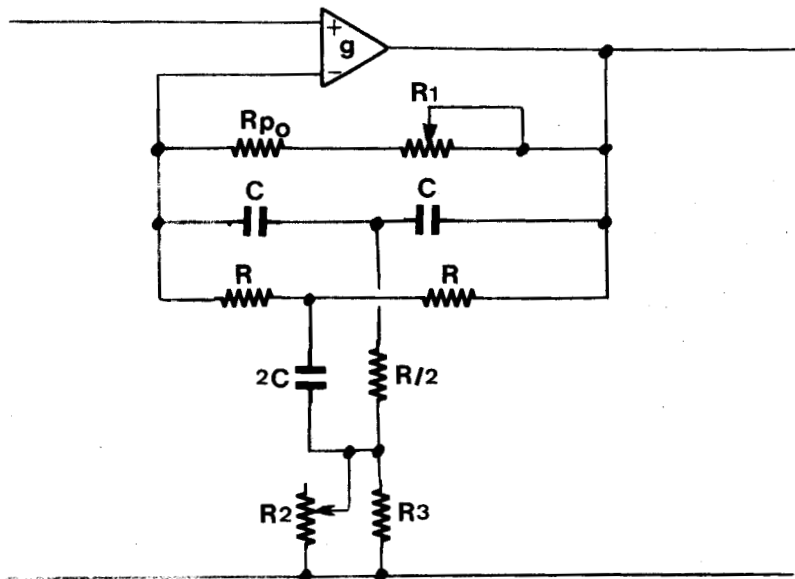


Figure.21.

$$C = 1/2 \pi R f_0$$

$$R_{p_0} = \frac{|a_0|}{2} \times R$$

$$R_1 = K \cdot R_{p_0}$$

$$R_2 = \frac{K \cdot R}{|a_0|}$$

$$R_3 = n / |a_0|$$

$$K = 1/2 \frac{dF}{dF - B}$$

R est choisi en fonction des impédances de sortie et d'entrée de l'amplificateur opérationnel utilisé

dF est la variation de fréquence désirée

B la bande passante de l'amplificateur sélectif

Tableau.1.

En conclusion, nous pouvons remarquer que la variation maximum de fréquence que l'on peut obtenir est égale à la bande passante de l'amplificateur (cette limitation apparaît dans l'expression de K dans le tableau.1.). Aussi ce dispositif ne peut s'appliquer à la réalisation d'amplificateurs sélectifs "toutes fréquences" mais trouve une application très intéressante chaque fois que l'on désire faire une mesure précise d'une source dont la fréquence varie légèrement (expérience de R.M.N. par exemple).

Notons enfin, que la même étude peut être entreprise en vue de la réalisation d'un amplificateur à fréquence d'accord fixe et à sélectivité variable. Son intérêt est toutefois très réduit en effet, une variation de la sélectivité entraîne obligatoirement une variation du gain, son utilisation dans un appareil de mesure ne peut alors être envisagée.

3.4.3. Influence de l'amplificateur opérationnel

3.4.3.1. Influence de la valeur du gain de l'amplificateur opérationnel

Nous supposons que l'amplificateur opérationnel n'apporte pas

de modifications à la fréquence d'accord de l'ensemble "amplificateur - circuit double-T" (la démonstration en est faite au chapitre 3.5.)

Dans ces conditions, la relation classique de la contre-réaction donne :

$$\frac{d|a_o|}{|a_o|} = \frac{|a_o|}{|g|} \quad (63)$$

relation dans laquelle :

a_o est la valeur du gain pour un amplificateur opérationnel parfait

g est le gain de l'amplificateur opérationnel

$\frac{da_o}{a_o}$ est l'écart apporté sur la valeur du gain par l'amplificateur opérationnel

3.4.3.2. Influence de la résistance différentielle de l'amplificateur opérationnel

Nous étudions tout d'abord le circuit double-T chargé par une résistance de charge R_c . Puis nous établissons une relation entre la résistance différentielle de l'amplificateur opérationnel et la résistance de charge R_c que voit le circuit double-T.

Si nous utilisons la matrice impédance du circuit double-T comme élément de calcul de la transmission, nous avons :

$$\psi = \frac{z_{21}}{z_{11}} \quad (64)$$

Lorsque le circuit double-T est chargé sur une résistance R_c , l'expression des z_{ij} devient :

$$z'_{21} = \frac{z_{21} \times R_c}{z_{22} + R_c} \quad (65)$$

$$z'_{11} = \frac{R_c \times z_{11} + |Z|}{z_{22} + R_c} \quad (66)$$

relations dans lesquelles :

z'_{ij} sont les éléments de la matrice impédance du double-T chargé sur une résistance R_c .

La transmission a alors pour expression :

$$\psi = \frac{z_{21} R_c}{R_c \times z_{11} + |Z|} \quad (67)$$

Nous avons indiqué au chapitre.3.2. que la fréquence d'accord était obtenue en annulant la dérivée première du numérateur de $|\psi|$, aussi nous pouvons remarquer, d'après la relation (67), que la résistance de charge ne modifiera pas la fréquence d'accord de l'amplificateur sélectif, puisque R_c est indépendant de la fréquence.

Nous pouvons donc utiliser les formes simplifiées des z_{ij} obtenues en donnant à la fréquence la valeur $|1/2\pi R C| (1 - 2\beta)$. Ces expressions sont les suivantes :

$$z_{22} = z_{11} = R \times \frac{-1 + 3\beta + j(1 - 3\beta)}{-2(1 - 4\beta) + 4j\beta} \quad (68)$$

$$z_{11} = z_{21} = R \times \frac{-\beta + j\beta}{-2(1 - 4\beta) + 4j\beta} \quad (69)$$

relations dans lesquelles :

$\beta = S/R$ avec S la résistance série d'amortissement et R la résistance du double-T.

Nous pouvons alors expliciter la valeur de $|\psi_m|$ de la relation (67), nous avons :

$$|\psi_m| = \beta \times \frac{-1 + j}{-1 + j(1 + R/R_c)} \quad (70)$$

Soit en séparant le module et la phase :

$$|\psi_m| = \beta(1 - R/2R_c) \quad (71)$$

$$\text{tg} \angle \psi_m = R/2R_c \quad (72)$$

Nous supposons pour ces relations que nous avons $R_c \gg R$.

Il nous faut maintenant établir la relation entre la résistance différentielle R_d de l'amplificateur opérationnel et la résistance de charge R_c du double-T.

Le schéma est le suivant : (figure.22.)

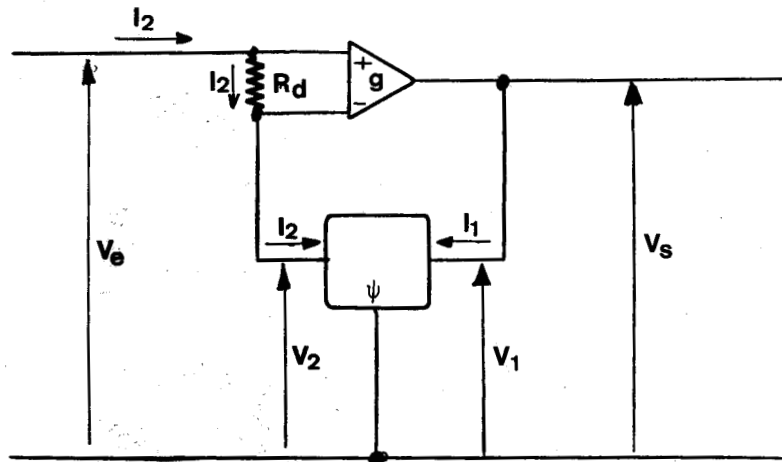


Figure.22.

La mise en équation de ce circuit est simple, nous pouvons écrire :

$$v_s = R_d \times I_2 \times g$$

$$\text{et } v_2 = \psi \times v_s$$

soit :

$$\frac{v_2}{I_2} = R_c = R_d \times \frac{g}{a_o} \quad (73)$$

En reportant cette expression de R_c dans les relations (71) et (72) nous pouvons déterminer l'expression du gain a'_o :

$$|a'_o| = |a_o| \times \left(1 + \frac{R}{2R_d} \times \frac{|a_o|}{|g|} \right) \quad (74)$$

$$\text{tg} \angle a'_o = - \frac{R}{2R_d} \times \frac{|a_o|}{|g|} \quad (75)$$

relations dans lesquelles :

$a_o = 1/\beta$ soit la valeur du gain que l'on obtiendrait si l'amplificateur opérationnel possédait une impédance d'entrée infinie.

a'_o le gain obtenu avec un amplificateur d'impédance d'entrée de valeur finie.

3.4.3.3. Influence de la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel

Comme pour l'étude précédente, nous étudions d'abord le circuit double-T alimenté par un générateur possédant une résistance interne R_e , puis nous établissons une relation entre la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel et la résistance de source que voit le double-T.

Nous utilisons la matrice admittance du circuit double-T, l'expression de la transmission est alors :

$$\psi = \frac{y_{21}}{y_{22}} \quad (76)$$

Lorsque le circuit double-T est alimenté par un générateur de résistance interne R_e l'expression de ψ devient :

$$\psi = \frac{y'_{21}}{y'_{22}} = \frac{y_{21}/R_e}{[y] + y_{22}/R_e} \quad (77)$$

Nous pouvons remarquer dans la relation (77) que la dérivée du numérateur de $|\psi|$ est indépendante de R_e . Dans ces conditions, nous pouvons prendre pour les y_{ij} les expressions simplifiées établies précédemment pour un double-T seul à la fréquence d'accord. Ces expressions sont :

$$y_{21} = \frac{j\alpha}{R(1+j)} \quad (78)$$

$$y_{22} = \frac{2j}{R(1+j)} \quad (79)$$

relations dans lesquelles :

R est la résistance du double-T

$\alpha = R/R_p$, R_p étant la résistance parallèle d'amortissement.

La transmission ψ_m a alors pour expression :

$$\psi_m = \frac{\alpha}{2} \times \frac{1-j}{1 + \frac{2R_e}{R} - j} \quad (80)$$

Soit, en séparant le module et la phase :

$$|\psi_m| = \frac{\alpha}{2} \left(1 - \frac{R_e}{R}\right) \quad (81)$$

$$\text{tg } \psi_m = - \frac{R_e}{R} \quad (82)$$

On montre aisément que l'impédance de source vue par le circuit double-T a pour expression :

$$R_e = R_s \times \frac{a}{g} \quad (83)$$

relation dans laquelle :

R_e est la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le gain a_o^+ de l'amplificateur sélectif utilisant un amplificateur opérationnel de résistance de sortie égale à R_s a donc pour expression :

$$a_o^{+,r} = |a_o^+| \left(1 - \frac{R_s}{R} \times \left|\frac{a_o^+}{g}\right|\right) \quad (84)$$

$$\text{tg } \angle a_o^{+,r} = \frac{R_s}{R} \left|\frac{a_o^+}{g}\right| \quad (85)$$

relations dans lesquelles :

$a_o^+ = \frac{2}{\alpha}$ est la valeur du gain pour un amplificateur opérationnel de résistance de sortie nulle.

3.4.1.4. Stabilité

Les relations permettant de connaître les variations du gain produites par les dérivées des différents composants sont établies à l'aide de calculs types "calculs d'erreur" absolument classiques, aussi nous ne donnons que les relations finales directement utilisables.

3.4.1.4.1. Variations du gain de l'amplificateur sélectif dues aux dérivées du gain de l'amplificateur opérationnel

Soit $\left[\frac{\Delta(a_o)}{a_o}\right]_1$ cette variation relative, nous aurons :

$$\left[\frac{\Delta(a_o)}{a_o}\right]_1 = \frac{\Delta|g|}{|g|} \times \left|\frac{a_o}{g}\right| \quad (86)$$

relation dans laquelle $\frac{\Delta|g|}{|g|}$ est la dérive du gain de l'amplificateur opérationnel.

3.4.1.4.2. Variations du gain dues aux dérives des pertes des condensateurs

Si les pertes diélectriques des condensateurs varient, la tangente de l'angle de pertes ($\text{tg}\delta$) va évoluer dans le temps.

Nous aurons en appelant $\left[\frac{\Delta a_0}{a_0} \right]_2$ la variation relative du gain due à ces variations :

$$\left[\frac{\Delta a_0}{a_0} \right]_2 = - \frac{1}{2} \frac{\Delta \text{tg}\delta}{\text{tg}\delta} \times \frac{1}{1 + [\text{tg}\delta \times |a_0|]}^{-1} \quad (87)$$

3.4.1.4.3. Variations du gain dues aux dérives des résistances d'amortissement

Appelons $\left[\frac{\Delta a_0}{a_0} \right]_3$ les variations du gain dues aux dérives des résistances d'amortissement S et R_p . Nous aurons très simplement :

$$\left[\frac{\Delta a_0}{a_0} \right]_3 = \frac{\Delta R_a}{R_a} \quad (88)$$

relation dans laquelle : $\frac{\Delta R_a}{R_a}$ est la stabilité des résistances d'amortissement série et parallèle, ces deux résistances étant supposées de qualités identiques.

3.4.2. Amplificateur à entrée négative (figure.23.)

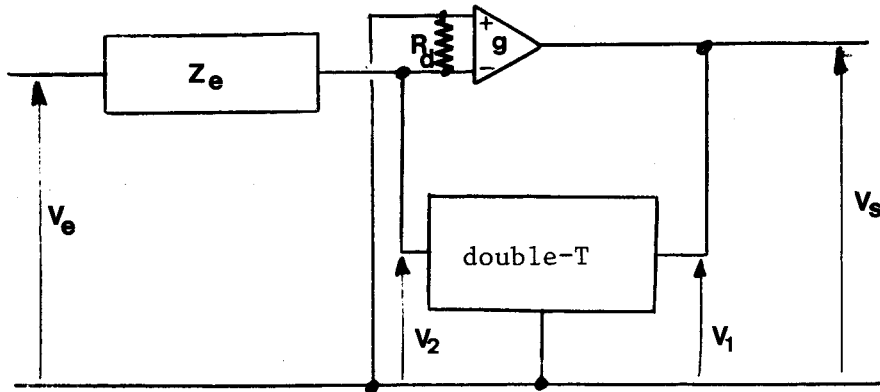


Figure.23.

3.4.2.1. Caractéristiques nominales

Nous considérons l'amplificateur g parfait. Dans ce cas, le gain a de l'amplificateur bouclé a pour expression :

$$a^- = \frac{v_1}{v_e} = \frac{1}{y_{21} \times z_e} \quad (89)$$

relation dans laquelle :

y_{21} : est le terme d'indice 2.1. de la matrice admittance du circuit double-T
 z_e est l'impédance du dipôle placé en série à l'entrée.

Si l'impédance z_e se compose d'une résistance pure, la fréquence d'accord ne dépendra pas de sa valeur. Nous avons donc une façon simple de faire varier le gain de l'amplificateur sélectif sans modifier sa fréquence d'accord.

De plus examinons les valeurs que prend l'admittance y_{21} pour les fréquences 0 et ∞ :

$$y_{21} = \frac{1}{2R} \frac{\omega^2 C^2 R^2 - 1 - 2\alpha + j2\alpha RC\omega}{(1 + jRC\omega)} \quad (90)$$

Nous n'utilisons, dans la relation (90) que l'amortissement parallèle ($\alpha = R/R_p$).

Nous remarquons facilement que si $\omega \rightarrow 0$; $y_{21} \rightarrow 1/2R$
 si $\omega \rightarrow \infty$; $y_{21} \rightarrow \infty$

Si l'impédance z_e est composée d'une résistance en série avec un condensateur, nous avons :

$$z_e = r_e - j/C_e \omega \quad (91)$$

et ainsi quand $\omega \rightarrow 0$; $z_e \rightarrow \infty$

$$\omega \rightarrow \infty ; z_e \rightarrow r_e$$

En conséquence, ces valeurs du gain aux fréquences extrêmes s'obtiennent en effectuant le rapport des relations (90) et (91) :

$$\text{quand } \omega \rightarrow 0 \quad a^- \rightarrow \frac{1}{2R \cdot \infty} = 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad a^- \rightarrow \frac{1}{\infty \cdot r_e} = 0$$

Nous voyons ainsi que l'amplificateur à entrée négative peut présenter un gain tendant vers 0 pour les fréquences 0 et ∞ , alors que pour les mêmes fréquences, le gain de l'amplificateur à entrée positive prend une valeur finie différente de zéro.

Enfin, à la fréquence d'accord, le gain de l'amplificateur à entrée négative a pour expression :

$$|a_o^-| = \sqrt{2} - R_p/r_e \quad (92)$$

$$\text{tg } \angle a_o^- = -1 \quad (93)$$

relations pour lesquelles $z_e = r_e$.

Si $z_e = r_e - j/C_e \omega$ avec $r_e C_e = R.C$, nous avons :

$$|a_o^-| = R_p/r_e \quad (94)$$

$$\text{tg } \angle a_o^- \simeq 0 \quad (95)$$

Dans les relations (92) à (95) la résistance R_p comprend la résistance effectivement mise en parallèle sur le circuit double-T, mais également la résistance parallèle équivalente à la résistance série, telle que :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R'_p} + \frac{2S}{R^2} \quad (96)$$

relation dans laquelle :

R_p est la résistance parallèle équivalente à l'amortissement série et parallèle

R_p' est la résistance effectivement placée en parallèle sur le circuit double-T

S la résistance série d'amortissement

R est la résistance du circuit double-T

Nous pouvons effectuer le même calcul de bande passante que pour l'amplificateur à entrée positive (3.4.1.2.) nous avons alors :

$$Q = \frac{F_o}{\Delta F} = \frac{1}{2\alpha} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{4\beta} \quad \text{suivant que l'on utilise (97) l'amortissement série ou parallèle.}$$

Notons enfin que le réglage de la fréquence d'accord à gain constant (3.4.1.3.) s'applique également pour l'amplificateur à entrée négative.

3.4.2.2. Influence de l'amplificateur opérationnel

3.4.2.2.1. Influence du gain de l'amplificateur opérationnel

La mise en équation détaillée est indiquée à l'annexe .VI. Compte tenu de l'amplificateur opérationnel, le gain a_o^- à la fréquence d'accord a pour expression :

$$a_o'^- = a_o^- \times \frac{1}{1 + \frac{1}{g} (a_o^- + a_o^+)} \quad (98)$$

relation dans laquelle :

$a_o'^-$ est le gain à la fréquence d'accord f_o de l'amplificateur à entrée négative, compte tenu de l'amplificateur opérationnel

a_o^- est le gain à la fréquence d'accord f_o de l'amplificateur à entrée négative en supposant un gain g infini (on a alors $a_o^- = 1/z_e \cdot y_{21}$)

a_o^+ est le gain à la fréquence d'accord f_o de l'amplificateur à entrée positive qui serait réalisé avec le même circuit double-T, l'amplificateur opérationnel étant supposé parfait (on a alors $a_o^+ = 1/\psi_m$).

3.4.2.2.2. Influence de la résistance d'entrée différentielle de l'amplificateur opérationnel

Il est évident (voir la figure.23.) que dans l'amplificateur à entrée négative, la résistance différentielle de l'amplificateur opérationnel se trouve directement en charge du circuit double-T. Examinons son influence sur le gain a_o^- .

L'expression générale du gain (98) se compose de deux parties :

$$a_o' = \frac{1}{y_{21} \times z_e} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{(a_o^+ + a_o^-)}} \quad (99)$$

1ère partie 2ème partie

Si, dans l'expression (99), l'on fait tendre le gain g vers l'infini, l'expression se simplifie et devient :

$$a_o' = \frac{1}{y_{21} \times z_e} \quad (100)$$

Or si $g = \infty$, la différence de potentiel v_2 (figure.23.) est nulle, nous pouvons alors placer en v_2 , soit à la sortie du circuit double-T, n'importe quelle impédance sans que le gain a_o^- se trouve modifié.

Nous avons ainsi montré que la première partie de l'expression (99) est indépendante de l'impédance de charge du circuit double-T. Nous pouvons en déduire que lorsque l'on a $g = \infty$, seule la deuxième partie de l'expression (99) se trouve modifiée et plus précisément le terme a_o^+ .

Il est alors intéressant de relier les variations du gain dues à la résistance de charge du double-T, aux variations du gain a_o^+ dues à la même résistance. Nous avons alors :

$$\frac{da_o^-}{a_o^-} = \frac{da_o^+}{a_o^+} \times \frac{a_o^+}{g} \quad (101)$$

Nous avons vu au chapitre 3.4.1.3.2. que la résistance de charge vue par le circuit double-T dans le montage à entrée positive était égale à :

$$R_{\text{charge}} = R_{\text{différentielle}} \times \frac{g}{a_o^+} \quad (102)$$

En conséquence, en rapprochant les relations (74) et (101) nous avons :

$$\frac{da_o^-}{a_o^-} = \frac{da_o^+}{a_o^+} \quad (103)$$

relation dans laquelle :

$\frac{da_o^-}{a_o^-}$ est la variation apportée au gain de l'amplificateur à entrée négative par la résistance d'entrée différentielle de l'amplificateur opérationnel

$\frac{da_o^+}{a_o^+}$ est la variation apportée au gain de l'amplificateur à entrée positive par la résistance d'entrée différentielle de l'amplificateur opérationnel

3.4.2.2.3. Influence de la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel

Cette fois la première partie de la relation générale (99) est influencée par une impédance placée en série avec l'entrée du double-T., comme nous nous sommes proposés d'étudier des amplificateur de précision, nous considérons que l'on a $|a_o^+| \ll |g|$ ainsi que $|a_o^-| \ll |g|$, le calcul peut alors s'effectuer sur l'expression simplifiée :

$$a_o^- = \frac{1}{z_e \times y'_{21}} \quad (104)$$

Dans cette expression y'_{21} désigne le terme d'indice 21 de la matrice admittance du circuit double-T dans lequel nous englobons la résistance de source : R_e , ce terme y'_{21} a pour expression :

$$y'_{21} = \frac{y_{21}/R_e}{y_{11} + 1/R_e} \quad (105)$$

Nous pouvons relier cette résistance R_e à la résistance de sortie R_s de l'amplificateur opérationnel par la relation classique :

$$R_e = R_s \times \frac{a_o^+}{g} \quad (106)$$

L'expression du gain a_o^- compte tenu de cette résistance de sortie est alors :

$$\left| a_o^- \right| = \sqrt{2} \frac{R_p}{r_e} \times \left(1 - \frac{R_s}{R} \times \frac{a_o^+}{g} \right) \quad (107)$$

$$\angle a_o^- = \angle a_o^- + \text{arc tg} \frac{R_s}{R} \quad (108)$$

3.4.2.3. Stabilité

L'expression générale du gain de l'amplificateur bouclé est de la forme :

$$a_o' = a_o^- \frac{1}{1 + \frac{1}{g} (a_o^- + a_o^+)} \quad (109)$$

relation dans laquelle :

$$a_o^- = \frac{1}{z_e y_{21}} \quad \text{et} \quad a_o^+ = \frac{1}{m}$$

Un calcul d'erreur effectué sur cette expression nous donne :

$$\frac{da_o'}{a_o'} = \frac{da_o^-}{a_o^-} \left(1 - \frac{a_o^-}{g}\right) - \frac{da_o^+}{a_o^+} \times \frac{a_o^+}{g} + \frac{a_o^- + a_o^+}{g} \times \frac{dg}{g} \quad (110)$$

Nous en déduisons immédiatement la dérive de l'amplificateur bouclé en fonction de la variation du gain de l'amplificateur opérationnel ; soit $\left[\frac{da_o^-}{a_o^-}\right]_1$ cette dérive :

$$\left[\frac{da_o^-}{a_o^-}\right]_1 = \frac{a_o^- + a_o^+}{g} \frac{dg}{g} \quad (111)$$

compte-tenu des simplifications précédemment effectuées (3.4.2.2.3.) ; la dérive du gain de l'amplificateur bouclé en fonction des variations de la valeur des composants du circuit double-T peut se mettre sous la forme :

$$\left[\frac{da_o'}{a_o'}\right]_2 = \frac{da_o^-}{a_o^-} = \frac{-d z_e}{z_e} - \frac{dy_{21}}{y_{21}} \quad (112)$$

Nous pouvons alors remarquer que l'expression de la dérive du gain de l'amplificateur à entrée négative (relation 112) comporte un terme $\frac{dy_{21}}{y_{21}}$ qui procure une variation identique à celle obtenue pour l'amplificateur à entrée positive, mais possède une partie supplémentaire due à l'impédance placée en série avec l'entrée.

3.4.3. Comparaison des deux types d'amplificateurs

Nous résumons dans le tableau.II. les différentes caractéristiques des deux types d'amplificateurs, il revient à l'utilisateur de choisir l'un ou l'autre en fonction des caractéristiques qu'il désire obtenir.

caractéristiques	amplificateur à entrée positive	amplificateur à entrée négative
gain à la fréquence d'accord	$a_o^+ = \frac{1}{\psi_m} = \frac{2R_p \times R}{R^2 + 2SR_p}$	$a_o^- = \frac{\sqrt{2}}{r_e} \frac{R R^2}{R^2 + 2SR_p}$
gain à $f = 0$	$a_o^+ = 1$	$a_o^- = 0$
gain à $f = \infty$	$a_o^+ = 1$	$a_o^- = 0$
stabilité		dérive supplémentaire due à z_e
impédance d'entrée	$R_{différentielle} \times \frac{g}{a_o^+}$ très grande dans tous les cas	$= r_e$. peut être faible lorsque l'on désire des grands gains
impédance de sortie	identique	
réglage		réglage aisé du gain à l'aide de r_e

Tableau.II.

3.4.4. Influence du réglage en fréquence initiale de l'amplificateur sélectif

L'étude de la stabilité du gain $|a_o|$ à la fréquence d'accord a été faite en supposant l'amplificateur parfaitement accordé sur la fréquence du générateur.

Ceci suppose que l'on néglige la variation de fréquence due aux variations des éléments du circuit double-T et que l'on considère la fréquence du générateur parfaitement stable.

Nous allons montrer l'importance de l'accord initial sur la validité de cette hypothèse.

Nous pouvons voir parfaitement ce problème sur la figure.24.

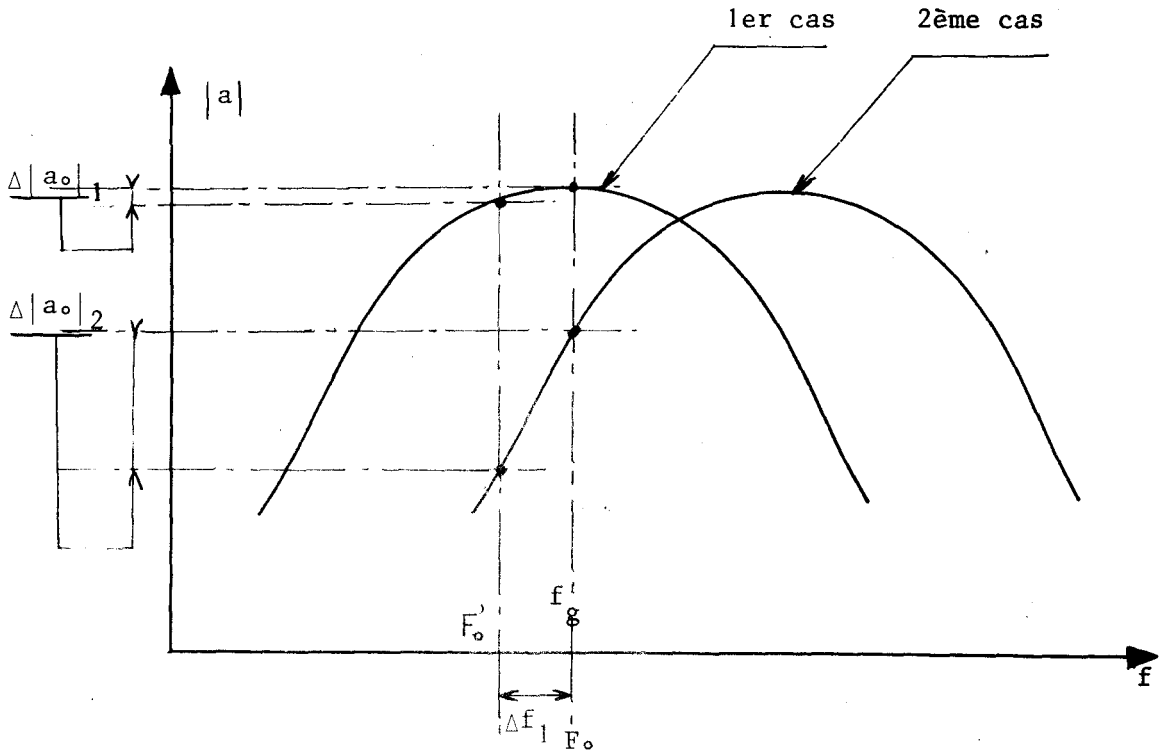


Figure. 24.

Dans le cas n°1, l'on suppose comme nous l'avons fait jusqu'ici que la fréquence d'accord initiale de l'amplificateur coïncide parfaitement avec la fréquence du générateur. Une variation de fréquence ΔF_1 de la source (ou de la fréquence d'accord de l'amplificateur) entraîne une variation apparente $\Delta |a_0|_1$ du gain.

Dans le cas n°2, l'accord initial n'a pas été parfaitement réalisé et la variation apparente du gain due à la même variation de fréquence est plus importante.

Cette variation du gain pour la fréquence f du générateur a pour expression : (les calculs détaillés sont indiqués à l'annexe VII) :

$$\frac{\Delta |a_0|}{|a_0|} = \frac{2Q^2(e_1^2 + 2e_1e_2)}{1 + 4Q^2(e_1 + e_2)^2} \quad (113)$$

relation dans laquelle :

e_1 est la dérive relative de la fréquence d'accord de l'amplificateur sélectif (définie au chapitre 3.3.3.), ou la dérive en fréquence du générateur

e_2 est l'écart relatif entre la fréquence f_g du générateur et la fréquence d'accord F_0 de l'amplificateur résultant de l'erreur initiale de réglage.

Si l'on considère un amplificateur parfaitement réglé, nous avons alors :

$$e_2 \ll e_1 \quad \text{et} \quad e_2 \neq 0 \quad (114)$$

La relation (113) se réduit à :

$$\frac{\Delta |a_0|}{|a_0|} = \frac{2Q^2 e_1^2}{1 + 4Q^2 e_1^2} \quad (115)$$

et comme nous ne considérons que l'effet d'erreurs relativement faibles (il s'agit de l'étude d'un circuit de précision), nous pouvons considérer que le terme $4Q^2 e_1^2$ est négligeable devant 1.

$$\frac{\Delta |a_0|}{|a_0|} = 2Q^2 e_1^2 \quad (116)$$

la limite tolérable de la dérive des éléments du circuit double-T est donc d'autant plus étroite que le coefficient de qualité Q est plus élevé.

Considérons maintenant le cas d'un amplificateur non rigoureusement réglé sur la fréquence du générateur.

Nous supposons que ce désaccord, tout en restant petit est cependant assez grand pour que l'on ait :

$$e_2 \gg e_1 \quad (117)$$

La relation (112) devient alors :

$$\frac{\Delta |a_0|}{|a_0|} = 4Q^2 e_1 e_2 \quad (119)$$

l'importance relative d'une dérive e_1 est donc proportionnelle au désaccord de fréquence e_2 de l'amplificateur.

Exemple considérons un amplificateur dont le coefficient de qualité est de 100, la dérive en fréquence du générateur de 10^{-4} .

1er cas l'amplificateur est très bien réglé, la relation (116) nous donne :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = 2.10^{-4}$$

2ème cas l'amplificateur est réglé avec une erreur initiale de 10^{-3} , nous avons alors :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = 4.10^{-3}$$

soit 20 fois plus que dans le premier cas.

En conclusion nous pouvons souligner l'importance de la précision du réglage initiale sur la stabilité ultérieure de l'amplificateur.

Nous étudions au chapitre.3.5. une méthode originale d'opérer ce réglage.

3.4.5. Limites actuelles des performances et résultats obtenus

Pour juger de la qualité d'un amplificateur sélectif nous examinons la dérive de son gain à la fréquence d'accord pour une fréquence d'accord et un coefficient de qualité Q donné.

Les paramètres dont dépend cette dérive sont :

- 1° les valeurs des composants du circuit double-T
- 2° les valeurs des éléments d'amortissement
- 3° la valeur du gain de l'amplificateur opérationnel
- 4° les pertes des condensateurs.

Ces éléments peuvent varier en fonction des conditions climatiques (composants passifs) et des tensions d'alimentation (amplificateur opérationnel).

3.4.5.1. Composants R et C

L'effet de la dérive en fréquence de l'amplificateur est étudié en détail au chapitre.3.4.4.

Dans le cas général nous pouvons utiliser la relation suivante :

$$\frac{\Delta F_o}{F_o} = - \frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C}{C} \quad (120)$$

relation dans laquelle :

$\frac{\Delta F_o}{F_o}$ est la variation relative de la fréquence d'accord due aux composants R et C

$\Delta R/R$ est la variation relative de la résistance R

$\Delta C/C$ est la variation relative du condensateur C.

Cette dérive de la fréquence d'accord équivaut dans le cas d'une mesure d'un signal à fréquence fixe, à une variation du gain a_o dont l'expression est de la forme :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = \frac{1}{8} |\Delta_o^+|^2 \left(\frac{\Delta F}{F_o} \right)^2 = 2Q^2 \left[\frac{\Delta F}{F_o} \right]^2 \quad (121)$$

Cette relation (121) nous permet de connaître la stabilité que l'on peut obtenir en fonction des composants utilisés.

Appliquons cette relation (121) à un exemple que nous utiliserons chaque fois que nous voudrions évaluer l'importance d'une dérive.

Soit à réaliser un amplificateur sélectif de coefficient de qualité de 100. Si nous utilisons des composants R et C dont le coefficient de température est de $\pm 50.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (composants de précision classique) nous obtenons une stabilité du gain de $2.10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ soit une dérive de $\pm 1\%$ pour une variation de température de $\pm 50^{\circ}\text{C}$.

Les composants utilisés à cet effet sont, par exemple :

condensateurs mica type CA9 LCC coefficient de température : $-20, +50.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
prix 1969 : 20 Francs

résistances Sfernice type RCM505 coefficient de température : $\pm 50.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
prix : 1 Franc.

3.4.5.2. Elements d'amortissement

Ce sont essentiellement des résistances dont la dérive se répercute sur le gain de la façon suivante :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = \frac{\Delta R_{\text{amortissement}}}{R_{\text{amortissement}}} \quad (122)$$

Ceci en supposant les résistances parallèle et série de mêmes qualités.

Appliquons cette nouvelle dérive à l'exemple précédent, cela donne :

$$\frac{\Delta \left| \frac{a_o}{a_o} \right|}{\left| \frac{a_o}{a_o} \right|} = 50.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$$

3.4.5.3. Gain de l'amplificateur opérationnel

Nous avons établi précédemment (3.4.3.3.) la relation suivante :

$$\frac{\Delta \left| \frac{a_o}{a_o} \right|}{\left| \frac{a_o}{a_o} \right|} = \frac{\Delta \left| \frac{g}{g} \right|}{\left| \frac{g}{g} \right|} \times \left| \frac{a_o}{g} \right| \quad (123)$$

relation dans laquelle : g est le gain de l'amplificateur opérationnel.

Soit encore :

$$\frac{\Delta \left| \frac{a_o}{a_o} \right|}{\left| \frac{a_o}{a_o} \right|} = \frac{\Delta \left| \frac{g}{g} \right|}{\left| \frac{g}{g} \right|} \times \frac{4Q}{\left| \frac{g}{g} \right|} \quad (124)$$

Cette dérive revêt un aspect particulier. En effet il apparaît pratiquement que quelque soit la qualité de l'amplificateur opérationnel et donc son prix de revient, la stabilité de son gain est de l'ordre de $10^{-2}/^{\circ}\text{C}$. Son influence sur l'amplificateur bouclé dépend donc essentiellement du rapport a_o/g , rapport qu'il faut réduire le plus possible en choisissant un amplificateur opérationnel possédant un grand gain à la fréquence de travail F_o .

C'est donc, dans notre cas, le produit gain-bande qui constitue la caractéristique la plus importante de l'amplificateur opérationnel. Le produit gain-bande considéré est celui que présente l'amplificateur corrigé de façon à pouvoir être bouclé en gain unité, il fonctionne en effet de cette manière en dehors de la bande passante.

Examinons l'importance de cette dérive dans le cas de l'exemple précédemment utilisé et déterminons le gain g nécessaire pour obtenir une stabilité identique à celle procurée par les composants R et C, soit une dérive de $2.10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ si nous prenons $\frac{\Delta \left| \frac{g}{g} \right|}{\left| \frac{g}{g} \right|} = 10^{-2}/^{\circ}\text{C}$, cela donne :

$$g = \frac{\left| \frac{a_o}{a_o} \right|}{\Delta \left| \frac{a_o}{a_o} \right|} \times \frac{\Delta \left| \frac{g}{g} \right|}{\left| \frac{g}{g} \right|} \times 4Q = 2 \times 10^4$$

Ainsi, si la fréquence de travail est de 100Hz, cela donne un produit gain-bande de $2 \cdot 10^6$, ce que procure le modèle SQI de NEXUS dont le prix est de 120F.

Pour une fréquence de travail de 1000Hz nous aurions un produit gain-bande de $2 \cdot 10^7$, ce serait alors le modèle PP65AHU de NEXUS dont le prix est de 300F. qui conviendrait.

Ce dernier type d'amplificateur opérationnel (produit gain-bande de 20MHz) constitue actuellement une limite. Aussi si nous désirons réaliser des amplificateurs sélectifs de bonne stabilité à des fréquences supérieures à 1kHz, il est nécessaire d'associer plusieurs amplificateurs en cascade. Il convient alors d'apporter des corrections de phase de façon à respecter les conditions de stabilité au sens de NYQUIST⁽¹⁹⁾.

Nous avons pu réaliser de cette façon un amplificateur à circuit double-T accordé sur une fréquence de 500kHz.

A titre d'exemple appliquons ce principe à 2 amplificateurs PP65AHU de produit gain-bande de 20MHz associés suivant le schéma de la figure.25.

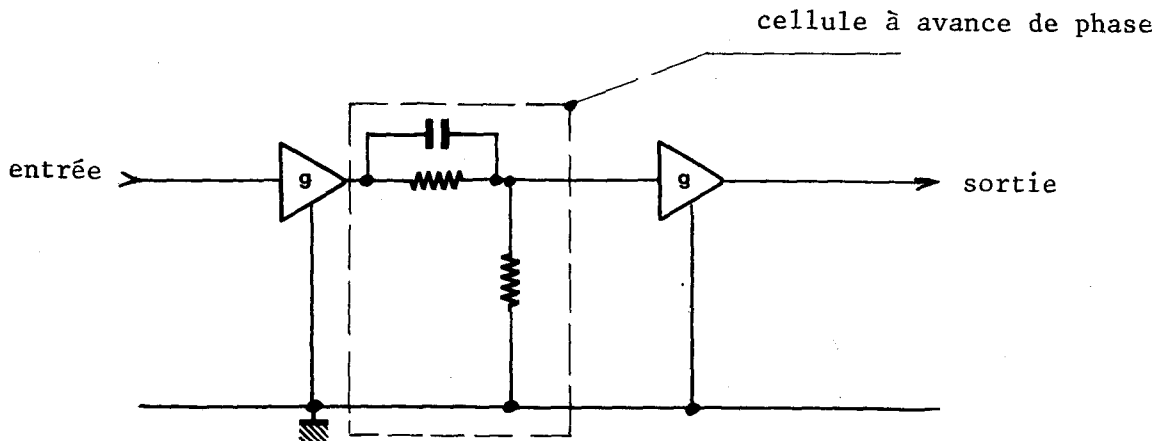


Figure.25.

Nous obtenons ainsi un gain de $6 \cdot 10^6$ à 2kHz, au lieu de 10^4 pour un seul amplificateur.

L'amélioration apportée par cette solution justifie donc un coût deux fois plus élevé de la réalisation.

Nous pouvons donc considérer, en conclusion, que si nous ne faisons pas intervenir le prix de revient, la dérive apportée par l'amplificateur opérationnel peut être rendue négligeable.

3.4.5.4. Pertes des condensateurs

Une variation des pertes des condensateurs entraîne une dérive du gain de l'amplificateur sélectif donnée par la relation :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = \frac{1}{2} \frac{\Delta \text{tg}\delta}{\text{tg}\delta} \times \frac{|a_o| \text{tg}\delta}{1 + |a_o| \text{tg}\delta} \quad (125)$$

Si nous nous limitons à l'étude d'amplificateurs d'excellente qualité, nous avons $|a_o| \text{tg}\delta \ll 1$, la relation (117) se simplifie ainsi :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = - \frac{1}{2} \frac{\Delta \text{tg}\delta}{\text{tg}\delta} \times |a_o| \text{tg}\delta = \frac{-\Delta \text{tg}\delta}{\text{tg}\delta} 2Q \text{tg}\delta \quad (126)$$

Malheureusement les fabricants de condensateurs ne donnent que la valeur à 25°C et à 1kHz de $\text{tg}\delta$, nous sommes donc contraints à mesurer les variations de ce paramètre en fonction de la température et de la fréquence.

Pour des condensateurs d'excellente qualité ($\text{tg}\delta < 10^{-3}$), ces mesures sont très difficilement réalisables de façon précise. En effet, pour la mesure de $\text{tg}\delta$ en fonction de la fréquence tout d'abord, la plage de mesure intéressante se situe entre 10 Hz et 1kHz, c'est-à-dire dans la bande de fréquence où les perturbations apportées par le secteur à 50Hz diminuent la précision d'équilibrage du pont de mesure (pont GENERAL RADIO type 1604G)

Lorsque les mesures de $\text{tg}\delta$ s'effectuent en fonction de la température, le condensateur est placé dans une étuve, dans ce cas les fils de connexion qui relient le condensateur au pont de mesure apportent une contribution non négligeable aux pertes apparentes du condensateur et rendent de ce fait les mesures imprécises.

Les essais que nous avons effectués ont été réalisés directement sur des amplificateurs sélectifs. En effet si nous prenons la précaution de choisir les résistances et l'amplificateur opérationnel de qualités suffisantes, les variations de transmission du double-T que nous obtiendrons seront dues exclusivement aux condensateurs.

Notons en particulier les essais effectués sur des condensateurs au mica (marque LCC réf.CA9 série filtre), nous avons obtenu les résultats suivants :

1er amplificateur : $F_0 = 312,5 \text{ Hz}$ $Q = 100$

dérive : -1% de $+20^\circ\text{C}$ à $+40^\circ\text{C}$

2ème amplificateur: $F_0 = 20\text{Hz}$ $Q = 100$

dérive : -10% entre $+20^\circ\text{C}$ et $+40^\circ\text{C}$

Cet essai permet de faire les remarques suivantes :

- 1°) les pertes diélectriques du mica varient dans le même sens que la température
- 2°) les pertes diélectriques du mica varient en sens contraire de la fréquence (dans la gamme étudiée soit $f < 10\text{kHz}$)
- 3°) ce sont les condensateurs qui imposent la stabilité à l'ensemble de l'amplificateur.

Ces résultats ne font d'ailleurs que confirmer ce que révèlent des études effectuées sur le mica (et non sur des condensateurs de réalisation commerciale⁽²⁰⁾). Nous avons extrait de ces études deux courbes qui renseignent parfaitement sur ce problème.

Tout d'abord, la variation des pertes en fonction de la température (figure.26.)

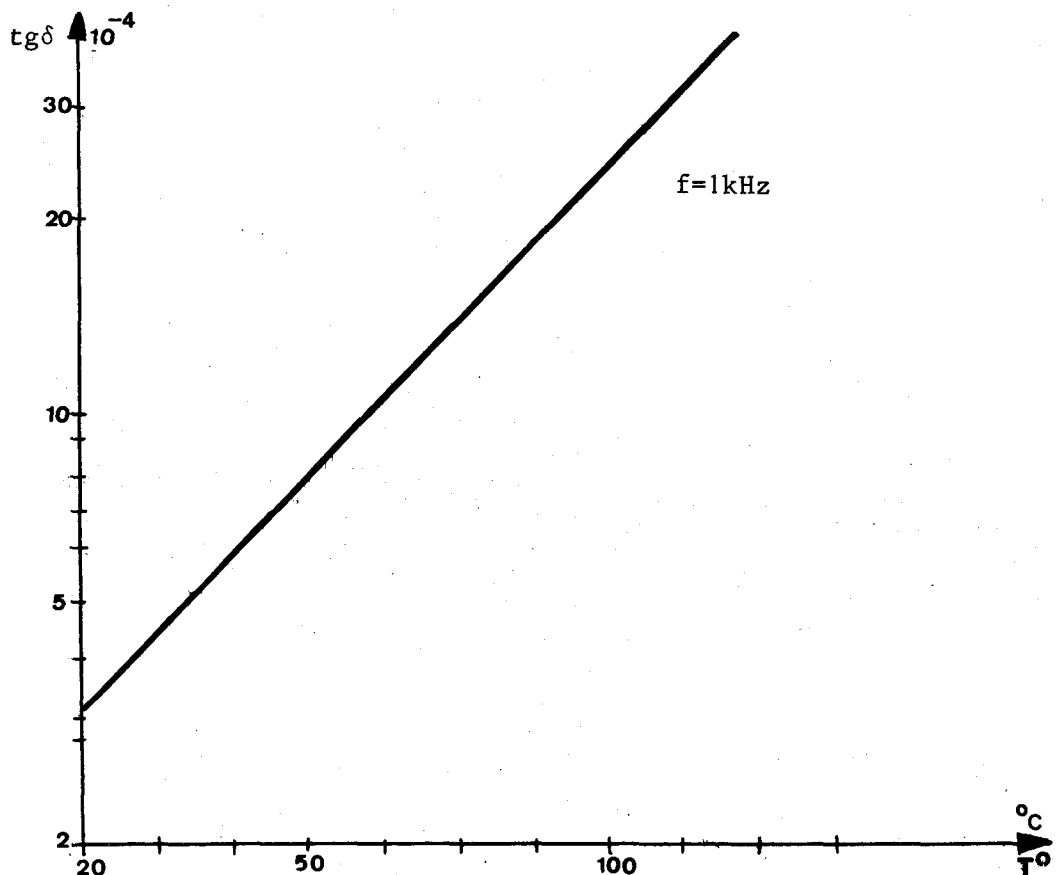


Figure.26.

Si nous appliquons les variations indiquées sur cette courbe à l'exemple déjà utilisé, cela donne :

$$\frac{\Delta |a_o|}{|a_o|} = 8\% \text{ pour } 30^\circ\text{C} \text{ soit } 3 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$$

ce qui confirme donc ce que nous avons énoncé précédemment, à savoir que les condensateurs seuls limitent la qualité des amplificateurs sélectifs à circuit double-T.

En fonction de la fréquence les pertes diélectriques du mica varient suivant la loi représentée sur la figure.27.

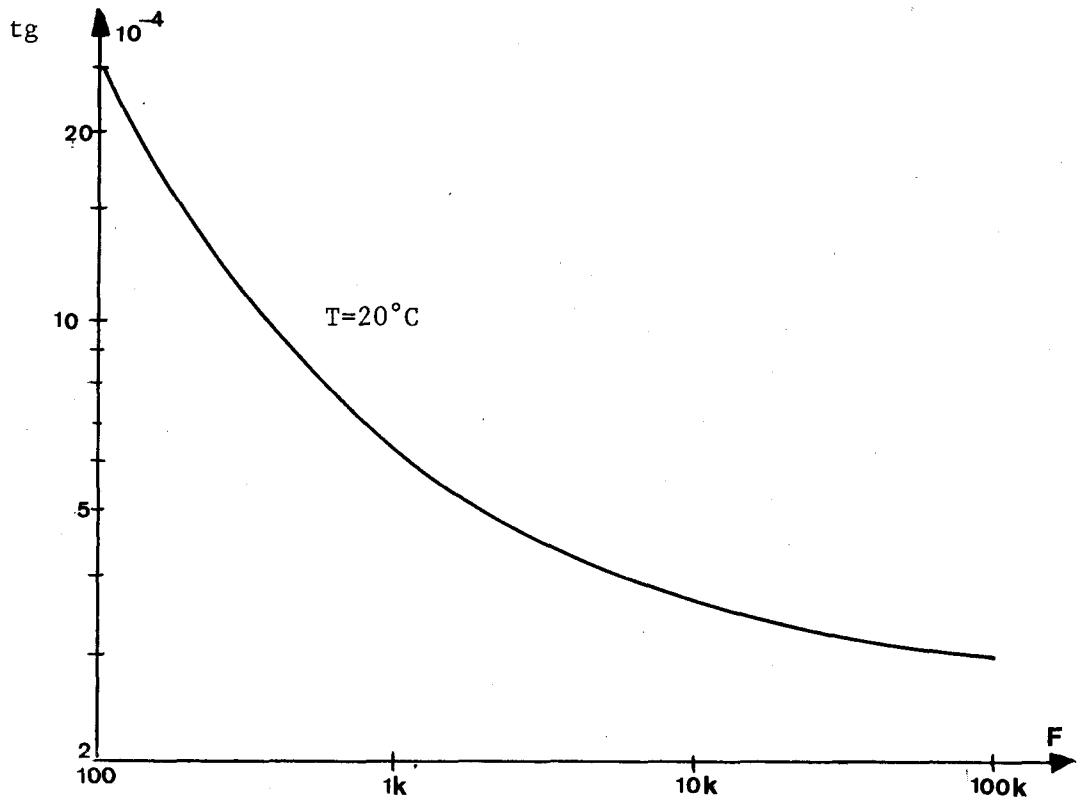


Figure.27.

Cette courbe montre parfaitement que l'utilisation de condensateurs au mica pour des fréquences inférieures à 1kHz est à éviter (cela ne fait que confirmer l'essai que nous avons effectué).

Le mica constitue encore actuellement le matériau diélectrique le plus utilisé pour la fabrication des condensateurs de précision. Toutefois, nous avons effectué des essais à l'aide de condensateurs au polystyrène (modèle BR1R6 de LCC) et au polycarbonate métallisé (modèle KC de LCC).

Les condensateurs au polystyrène procurent le compromis le plus valable entre le prix de revient et les performances (voir tableau.III.). Quant aux condensateurs au polycarbonate métallisé, bien que leurs performances soient en général inférieures aux autres types, ils présentent l'avantage d'avoir des pertes variant en raison inverse de la température, ce qui laisse envisager (nous n'avons pas effectué d'essais dans ce sens), la possibilité d'obtenir des pertes constantes en fonction de la température par l'association de ces condensateurs à d'autres types (polystyrène ou mica).

Nous avons résumé sur le tableau.III, les différentes caractéristiques de ces condensateurs en vue de leur utilisation dans un circuit double-T.

	MICA	POLYSTYRENE	POLYCARBONATE
valeur de la capacité	4,7 pF à 10 pF (0,1μF en qualité inférieure)	500pF - 1μF	1000pF - 4,75μF
tg δ à 20°C et à 1kHz	$3 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-4}$ ($\approx 10 \cdot 10^{-4}$)
$\frac{\Delta C}{C} / ^\circ C$	$\pm 30 \cdot 10^{-6}$	$-100 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6}$	$-100 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}$
prix pour C = 0, 1μF ^{±1%}	34,50F.	6F.	4F.
utilisation	prix élevé ; à utiliser au-dessus de 1kHz	compromis à utiliser au-dessous de 1kHz	possibilité d'obtenir $\frac{\Delta C}{C} / ^\circ C \approx 0$ par association avec d'autres condensateurs

Tableau .III.

3.4.5.5. Conclusion

En ne faisant pas intervenir le prix de revient de l'amplificateur sélectif à circuit double-T, nous pouvons caractériser les limites actuelles des performances par les quatres points suivants :

- 1°) la seule limite actuelle des performances est imposée par les condensateurs (pertes)
- 2°) la limite "type" actuelle est l'amplificateur de Q = 100, de fréquence d'accord 1kHz qui présente une stabilité de gain de $\pm 1\%$ entre -10°C et 0°C

3°) l'utilisation du circuit double-T en haute fréquence ($10\text{kHz} < f < 1\text{MHz}$) n'est limitée que par le coût de l'amplificateur opérationnel qui doit être utilisé.

4°) il est possible de gagner un facteur 10 sur la stabilité en utilisant une enceinte thermostatée.

3.5. ETUDES DES RELATIONS AMPLITUDE-PHASE D'UN QUADRIPOLE PASSIF

3.5.1. Relations générales

Soit un quadripôle passif de fonction de transfert $F(\omega)$.
 Nous pouvons relier la phase de cette fonction à son module par une relation établie par BODE⁽²¹⁾.

$$\angle F(\omega) = - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{d(L|\omega'|)}{d\omega'} \log \left| \frac{\omega - \omega'}{\omega + \omega'} \right| d\omega' \quad (127)$$

dans laquelle nous avons :

$\angle F(\omega)$ phase de la fonction de transfert pour la fréquence angulaire ω
 $L(\omega) = \log |F(\omega)|$

Si nous définissons une nouvelle variable y par $y = \log \frac{\omega'}{\omega}$

$$\angle F(\omega) = - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{d(L(\omega'))}{dy} \log \operatorname{th} \left| \frac{y}{2} \right| dy \quad (128)$$

Il est évident que si $L(\omega')$ est symétrique par rapport à $y = 0$, cette fonction présente un extrêmu^m en ce point et la valeur correspondante du déphasage est nulle ($\log \operatorname{th} \left| \frac{y}{2} \right|$ est toujours symétrique par rapport à $y = 0$.)

Cependant les relations (127) et (128) ne sont applicables qu'à un type particulier de quadripôle passif dénommé quadripôle à minimum de phase pour lequel $F(p)$ ne possède pas de zéros dans le 1/2 plan droit (ce qui ferait apparaître des singularités dans $L(\omega)$).

Nous avons démontré que la majorité des quadripôles passifs qu'ils soient ou non à minimum de phase, présentent un déphasage remarquable pour l'extrêmu^m de leur affaiblissement sous réserve que celui-ci soit unique.

3.5.2. Valeurs remarquables du déphasage pour un quadripôle quelconque

Un quadripôle quelconque de fonction de transfert $F(p)$ peut

être décomposé en une cascade comportant un quadripôle à minimum de phase et deux chaînes de passe-tout, dont les motifs sont dits respectivement de première et de deuxième espèce:

$$F(p) = F_m(p) [\prod_k H_{1k}(p) \cdot \prod_\ell H_{2\ell}(p)] \quad (129)$$

relation dans laquelle :

$F_m(p)$ est la fonction de transfert d'un quadripôle à minimum de phase

$\prod_k H_{1k} \cdot \prod_\ell H_{2\ell}(p)$ est la fonction de transfert d'une cellule passe-tout

H_{1k} est de la forme
$$\frac{p - p_k}{p + p_k}$$

$H_{2\ell}$ est de la forme
$$\frac{(p - p_\ell)(p - p_\ell^*)}{(p + p_\ell)(p + p_\ell^*)}$$

Il en résulte que :

$$L(\omega) = L_m(\omega) + \sum_k L_{1k}(\omega) + \sum_\ell L_{2\ell}(\omega) \quad (130)$$

Certains auteurs se sont préoccupés des relations amplitude-phase. Dans ce cas général, en particulier F.H. RAYMOND (22).

Cet auteur a établi la relation suivante :

$$\angle F(\omega) = \frac{\pi}{2} \left[\frac{d(L(\omega'))}{dy} \right]_{\omega'=\omega} - 2 \left[\sum_k \arctg \frac{\omega}{p_k} + \sum_\ell \arctg \frac{\omega - \beta\ell}{\alpha\ell} + \sum_\ell \arctg \frac{\omega + \beta\ell}{\alpha\ell} \right] \quad (131)$$

relation dans laquelle :

$$\alpha\ell + j\beta\ell = p_\ell \quad (132)$$

Dans la relation (131) la partie en Arc tg représente le déphasage de la cellule passe-tout à la fréquence ω . En particulier, si cette fréquence ω est égale à la fréquence ω_0 pour laquelle l'affaiblissement du quadripôle présente un extrêmu, la première partie de l'expression (131) est nulle.

On peut alors écrire :

$$\angle F_m(\omega_0) = 0 \quad (133)$$

Si nous limitons cette étude aux fonctions de transfert du deuxième ordre,

l'expression de $F_m(p)$ est de la forme :

$$F_m(p) = \frac{(p + p_a)(p + p_b)}{(p + p_c)(p + p_d)} \quad (134)$$

relation dans laquelle les termes p_i (pôles ou zéros) peuvent être négatifs ou complexes conjugués à partie réelle négative. p_a et p_b peuvent correspondre à des zéros de mêmes valeurs dans le 1/2 plan droit.

En appliquant l'égalité (133) à la relation (134) nous en déduisons l'expression de la fréquence ω_0 de l'extrémum d'affaiblissement, pour cela nous explicitons l'égalité (133) de la façon suivante :

$$\angle F_m(p)_{(p=j\omega_0)} \rightarrow \Im(F_m(p))_{p=j\omega_0} = 0 \quad (135)$$

ou encore, puisque $\Im(F_m(\omega_0)) =$ partie impaire de $F_m(p)$, nous pouvons écrire :

$$\left[F_m(p) \right]_{p=j\omega_0} - \left[F_m(-p) \right]_{p=j\omega_0} = 0 \quad (136)$$

L'expression (136) est alors vérifiée pour :

$$\omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \quad (137) \quad \text{si les zéros de } F_m(p) \text{ sont complexes}$$

$$\omega_0 = \sqrt{a_1 \cdot a_2} \quad (138) \quad \text{si les zéros de } F_m(p) \text{ sont réels et ont respectivement } a_1 \text{ et } a_2 \text{ pour valeurs}$$

La fonction $F_m(p)$ doit être telle que :

1°) le numérateur et de dénominateur de $F_m(p)$ sont du second degré en p .

$$2°) |p_a| \cdot |p_b| = |p_c| \cdot |p_d|$$

Ces deux conditions théoriques peuvent se traduire physiquement de la manière suivante : le quadripôle doit présenter le même affaiblissement fini et non nul à la fréquence zéro et pour une fréquence très grande.

Or cette condition est déjà remplie puisque nous avons postulé une symétrie de l'affaiblissement par rapport à l'extrémum.

Nous remplaçons ensuite le terme ω dans la relation (131) par l'expression (137) ou (138), en supposant que la totalité des zéros se situe dans le 1/2 plan droit, nous trouvons alors :

$$\angle F(\omega_0) = -\pi \quad (139)$$

En résumé, un quadripôle dont la fonction de transfert est du deuxième ordre, présente pour l'extrémum de son affaiblissement un déphasage égal à $\angle F(\omega_0)$ tel que :

$$\boxed{\angle F(\omega_0) = n \pi} \quad (140)$$

relation dans laquelle :

$n = 0$ si le quadripôle ne possède pas de zéros dans le 1/2 plan droit

$n = -1$ si le quadripôle possède deux zéros dans le 1/2 plan droit

3.5.3. Intérêt général

Nous pouvons considérer que la majorité des quadripôles susceptibles d'être utilisés dans un filtre répondent à la condition de validité énoncée précédemment concernant la symétrie de l'affaiblissement par rapport à l'extrémum.

En effet, dans les méthodes actuelles de synthèses des réseaux, ⁽²³⁾ la fonction de transfert à réaliser est toujours décomposée en fonctions élémentaires du premier et du deuxième ordre. Ces fonctions élémentaires sont dans la majorité des cas réalisées à l'aide de tripôles, la structure en treillis présentant l'inconvénient de nécessiter un transformateur ou un amplificateur différentiel.

Comme la fonction de transfert d'un tripôle ne peut posséder de zéros réels d'ordre impair dans le 1/2 plan droit, ⁽²⁴⁾ nous n'avons à envisager que deux cas pour la relation (140) soit $n = 0$ et $n = 1$.

Par conséquent si l'on désire réaliser un filtre passe-bande dont le déphasage est égal à 0 ou $-\pi$ pour l'extrémum de son gain, la seule condition à respecter concerne la symétrie de l'affaiblissement par rapport à cet extrémum.

L'indétermination entre 0 et $-\pi$ peut être levée de deux façons. D'une part théoriquement en examinant la position des zéros de la fonction de transfert, d'autre part pratiquement en plaçant le quadripôle en contre-réaction sur un amplificateur.

3.5.4. Application des relations amplitude-phase à l'amplificateur à circuit double-T

3.5.4.1. Calcul de la fréquence d'accord

Lorsque nous avons calculé au chapitre 3.3.3. la fréquence d'atténuation maximum f_m du circuit double-T, nous avons posé comme hypothèse que le minimum de $|\psi|$ correspondait au minimum de son numérateur y_{21} , ψ étant défini par la relation :

$$\psi = - \frac{y_{21}}{y_{22}} \quad (141)$$

Les relations établies au chapitre 3.5.2. permettent de démontrer le bien fondé de cette hypothèse. En effet le circuit double-T étant symétrique, la relation (137) nous montre que la fréquence de l'extrémum de $|\psi|$ se trouve définie de façon complète par les zéros de $\psi(p)$.

Nous pouvons également vérifier maintenant l'indépendance entre la fréquence d'accord de l'amplificateur sélectif et le gain de l'amplificateur opérationnel. L'expression générale du gain est de la forme :

$$a^+ = \frac{g}{1 + \psi g} \frac{1}{1/g + \psi} \quad (142)$$

Remplaçons ψ dans cette relation par l'expression (141) en posant $\gamma = 1/g$, cela donne :

$$a^+ = \frac{y_{22}}{y_{22} \cdot \gamma - y_{21}} \quad (143)$$

Le circuit double-T étant symétrique nous avons (chapitre.3.5.2.) :

$$\frac{y_{21}}{y_{22}} = \frac{(p + jb)(p - jb)}{(p + c)(p + d)} \quad (144)$$

avec $b = \sqrt{c \cdot d}$

ce qui permet de remplacer y_{21} et y_{22} par leur expression dans la relation(143). Nous vérifions alors aisément que l'expression de a^+ vérifie la relation suivante :

produit des modules des zéros = produit des modules des pôles

Nous avons vu au chapitre.3.5.2. que la fréquence de l'extrémum peut être alors définie soit par le numérateur, soit par le dénominateur de la fonction de transfert. Dans ce cas précis, le dénominateur étant indépendant du gain de l'amplificateur opérationnel, la fréquence d'accord en sera donc indépendante également.

L'étude de la transmission du circuit double-T dans le plan de la variable complexe p nous permet également de connaître le déphasage de l'amplificateur à la fréquence d'accord qui avait été déterminée à π près au chapitre.3.4. Il suffit pour cela d'examiner la position des zéros de ψ , la relation (140) nous indique alors que :

$\psi_m = 0$ lorsqu'on amorti le circuit double-T par une résistance série
 $\psi_m = -\pi$ lorsqu'on amorti le circuit double-T par une résistance parallèle.

En pratique, de façon à assurer une stabilité suffisante à l'amplificateur sélectif, il convient de préférer l'amortissement série à l'amortissement parallèle, ce dernier n'étant pas utilisé que pour parfaire l'accord en fréquence.

3.5.4.2. Application au réglage en fréquence d'un amplificateur sélectif

Nous avons souligné au chapitre.3.4.4. l'importance de l'accord initial en fréquence entre l'amplificateur sélectif et la source. Nous allons étudier une méthode de réglage permettant d'effectuer au mieux cet accord.

3.5.4.2.1. Méthode classique

Nous avons représenté sur la figure.28. le schéma de principe de cette méthode de réglage. Il s'agit de régler le circuit double-T pour obtenir le maximum de déviation du voltmètre. Cette méthode présente les inconvénients suivants :

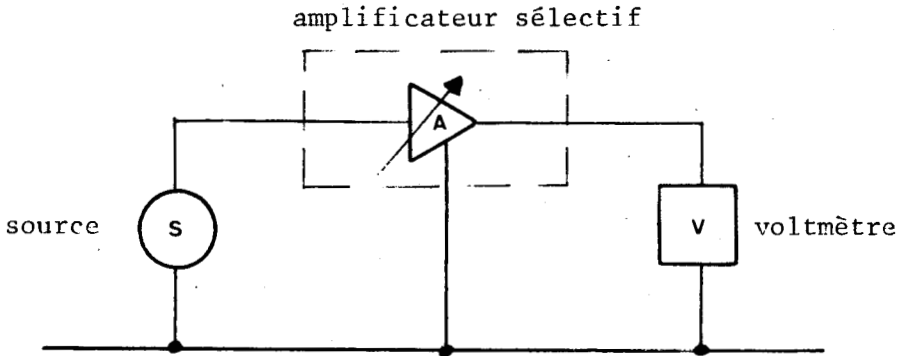


Figure.28.

1er inconvénient : l'indication du voltmètre ne renseigne pas sur le sens et l'amplitude du désaccord entre la source et l'amplificateur. Il est alors nécessaire de faire varier arbitrairement les éléments du circuit double-T pour connaître les modifications à apporter.

2ème inconvénient : l'erreur de fréquence entre la source et l'amplificateur sélectif est directement liée au pouvoir de résolution du voltmètre utilisé. En effet, le voltmètre suivant qu'il est plus ou moins performant, permet d'apprécier une variation plus ou moins faible d'amplitude que nous appellerons

$$\frac{\Delta A_v}{A_v}$$

On montre facilement qu'une erreur $\frac{\Delta A_v}{A_v}$ commise sur le gain correspond à une erreur $\frac{\Delta f_v}{f_v}$ sur la fréquence d'accord donnée par la relation :

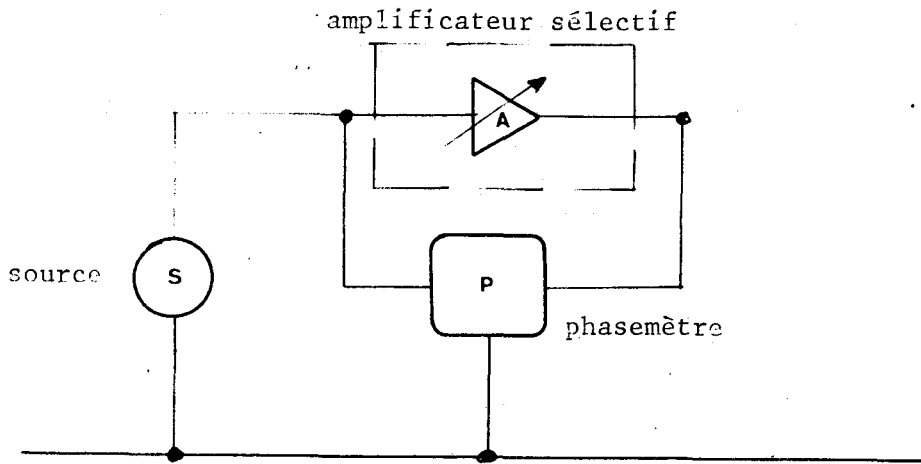
$$\frac{df_v}{f_v} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{Q} \times \sqrt{\frac{\Delta A_v}{A_v}} \quad (145)$$

relation dans laquelle : Q est le coefficient de qualité de l'amplificateur sélectif.

Par exemple, si nous réglons de cette manière un amplificateur sélectif Q = 100 à l'aide d'un voltmètre dont la résolution est de 10^{-3} , cela donne :

$$\frac{df_v}{f_v} = 2.10^{-4}$$

3.5.4.2. Méthode du réglage de phase (figure.29.)



Cette méthode consiste à régler l'accord du circuit double-T de façon à obtenir un déphasage nul de l'amplificateur sélectif à la fréquence de la source.

Nous avons montré dans les chapîtres qui précèdent que l'amplificateur sélectif à entrée positive présente un déphasage nul pour sa fréquence d'accord, sous réserve que le circuit double-T soit symétrique.

Pour respecter cette condition, il est nécessaire, en particulier, que les impédance de sortie et d'entrée de l'amplificateur sélectif soient respectivement beaucoup plus petite et beaucoup plus grande que la résistance R du double-T.

Par exemple, si nous prenons un rapport de 10^3 entre la résistance R et la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel, la relation (82) nous indique que le déphasage sera égal à :

$$\varphi = \text{arc tg } 10^{-3} \simeq 0,06^\circ$$

Cette valeur de $0,06^\circ$ est plus petite que la résolution des phasemètres courants, elle n'interviendra donc pas dans la précision de réglage.

Nous pouvons alors relier l'erreur commise sur la fréquence d'accord au déphasage minimum que permet de mesurer le phasemètre dont on dispose. Nous avons ainsi :

$$\frac{df_\varphi}{f_\varphi} = \frac{\text{tg}\varphi_{\text{min}}}{2Q} \quad (146)$$

relation dans laquelle :

$\frac{df}{f}$ est l'erreur commise sur la fréquence d'accord

φ_m est la valeur du déphasage minimum que permet de mesurer le phasemètre

Q est le coefficient de qualité de l'amplificateur sélectif.

Par exemple, si nous utilisons un phasemètre dont la résolution est de $0,2^\circ$ pour régler un amplificateur de $Q = 100$ l'erreur commise sur la fréquence d'accord sera de :

$$\frac{df}{f} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^2} = 1,75 \cdot 10^{-5}$$

Soit une erreur 10 fois plus faible que celle obtenue avec un voltmètre de prix comparable (voltmètre à 4 chiffres utilisé dans la méthode précédente).

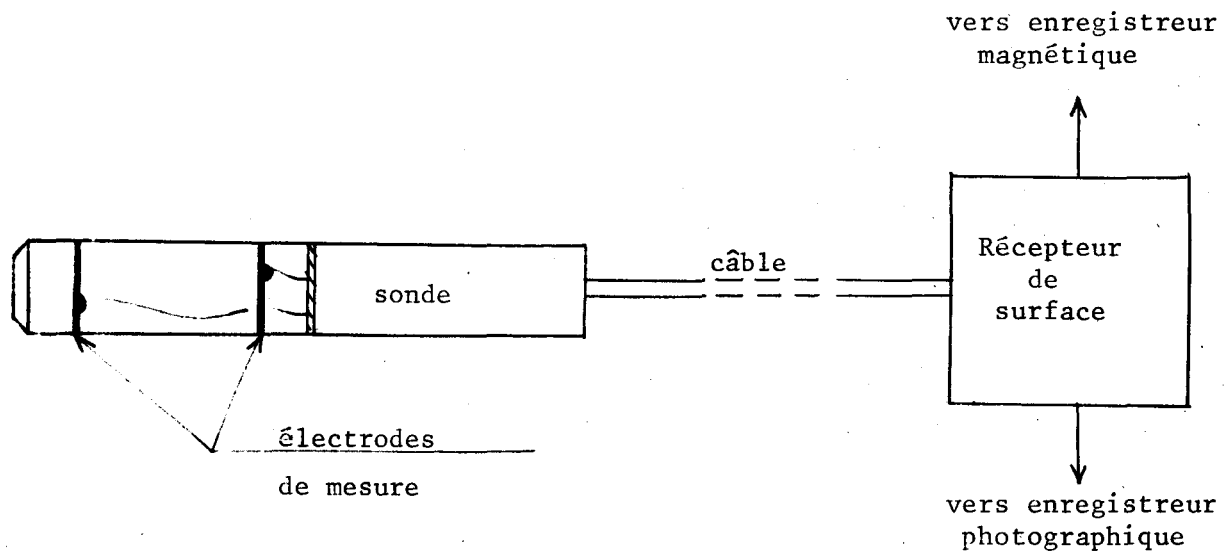
L'autre intérêt de cette méthode vient de ce que le signe du déphasage nous renseigne sur le sens et l'amplitude du désaccord et évite ainsi de devoir effectuer, comme dans la méthode du voltmètre, des essais systématiques pour déterminer les corrections à apporter au circuit double-T pour qu'il soit parfaitement accordé sur la fréquence de source.

4. REALISATION D'UN RECEPTEUR POUR TELEDIAGRAPHIES PETROLIERES

Nous décrivons maintenant le récepteur qui a été réalisé d'après l'étude théorique et expérimentale que nous venons d'exposer et en vue de la mesure du champ à l'intérieur d'un puits.

Le récepteur servant à la mesure à la surface du sol (beaucoup moins utilisée) est de conception identique, sa description ne présente donc pas d'intérêt.

4.1. PRINCIPE (figure.30.)



Le récepteur se compose de deux ensembles :

- un amplificateur placé à l'intérieur de la sonde de mesure, à proximité des électrodes formant l'antenne de réception,
- un récepteur de surface destiné au traitement du signal sortant du câble pour en extraire le signal utile et lui donner des caractéristiques permettant son enregistrement magnétique et photographique.

Ce récepteur comporte en plus des circuits annexes permettant d'enregistrer les conditions de mesures (numéro du log et valeur des gains).

4.2. SONDE DE MESURES

4.2.1. Performances nécessaires

La partie du récepteur qui se trouve dans la sonde de mesure a essentiellement pour rôle d'éviter une diminution du rapport signal sur bruit depuis les électrodes de mesure jusqu'au récepteur de surface. Mais il n'est pas nécessaire de rechercher une quelconque amélioration de ce rapport à ce niveau celle-ci pouvant se faire en surface dans des conditions (température et encombrement) beaucoup moins difficiles.

Il convient donc :

- que le gain de l'amplificateur de la sonde soit suffisamment élevé pour que les bruits présents au niveau du câble et des balais assurant la liaison électrique avec les appareils de surface, soient suffisamment faibles vis-à-vis du signal utile.
- que cet amplificateur présente un bruit négligeable devant le bruit capté par les électrodes de mesure.
- que le taux de réjection soit suffisamment élevé pour réduire l'influence de la tension en mode commun (différence de potentiel à 312,5Hz entre la surface et les électrodes).
- que les caractéristiques de l'amplificateur soient stables lorsque la température évolue ($< 1\%$ entre -10°C et $+60^{\circ}\text{C}$).

4.2.2. Description

4.2.2.1. Sonde n°1

Les deux amplificateurs opérationnels (I) forment un amplificateur différentiel. Ils utilisent des résistances VISHAY SFERNICE de $4\text{k}\Omega$ dont la précision est de 10^{-4} et le coefficient de température de $5.10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ce qui permet d'obtenir un taux de réjection supérieur à 10^{+5} entre -10°C et $+60^{\circ}\text{C}$.

Cet amplificateur différentiel est suivi d'un amplificateur large

bande classique de gain 10^4 (2 fois 10^2 en cascade), lui même suivi d'un amplificateur sélectif à 312,5Hz de $Q = 2,5$ et dont le gain est commutable par relais de la surface entre +3dB et +23dB (amplificateur double-T composé de T_1 et A_3). L'amplificateur sélectif a pour rôle de diminuer la puissance de bruit à la sortie de l'amplificateur de sonde de façon à ne pas dépasser la valeur admissible par l'étage suiveur de sortie qui débite sur le câble (quelques microfards).

Pour maintenir le taux de réjection de l'amplificateur d'entrée à une valeur élevée, il est nécessaire d'utiliser des alimentations stabilisées (A) dont les schémas sont identiques à ceux utilisés par le récepteur de surface.

De cette façon, les caractéristiques de la sonde sont :

- gain : commutable entre 89dB et 109dB
- stabilité du gain : 10^{-3} entre -10°C et $+60^\circ\text{C}$
- impédance d'entrée différentielle : $400\text{k}\Omega$
- impédance d'entrée en mode commun : $200\text{k}\Omega$
- niveau maximum admissible à la sortie chargé sur le câble ($3\mu\text{F}$) : 1 Volt crête à crête
- taux de réjection $> 10^5$ entre -10°C et $+60^\circ\text{C}$

4.2.2.2. Sonde n°2

L'amplificateur différentiel est ici placé après un amplificateur dont le point de référence n'est pas relié à la référence générale. Le taux de réjection est alors très élevé. Son expression générale est de la forme :

$$T' = T \times A$$

relation dans laquelle :

T' est le taux de réjection de l'ensemble

T est le taux de réjection de l'amplificateur différentiel

A est le gain de l'amplificateur d'entrée.

Ces deux étages sont suivis d'un amplificateur en tension dont le gain est commutable entre 10 et 100, un suiveur termine cet ensemble de façon à attaquer correctement le câble.

De cette façon, les caractéristiques de cette sonde sont :

- gain : commutable entre 66dB et 86dB
- stabilité du gain : 10^{-3} entre -10°C et $+60^{\circ}\text{C}$
- impédance d'entrée différentielle : $100\text{k}\Omega$
- impédance d'entrée en mode commun : $500\text{k}\Omega$
- niveau maximum à la sortie chargée sur le câble : 1 volt crête à crête
- taux de réjection : 88dB entre -10°C et $+60^{\circ}\text{C}$

4.2.3. Améliorations envisagées

Si les mesures sont effectuées à des profondeurs supérieures à 600m, nous pouvons considérer que le bruit reçu aux bornes des électrodes de mesure sera plus faible. Il conviendra alors de diminuer le bruit propre du récepteur.

Cette diminution peut s'obtenir dans deux domaines:

Tout d'abord nous pouvons utiliser comme amplificateur d'entrée un modèle à faible bruit (par exemple le modèle 3050 de BURR BROWN) et faire en sorte qu'il présente un gain en tension. Le type de la sonde n°2 se prête assez bien à ces modifications.

La deuxième possibilité de diminution du bruit consiste à utiliser une sonde dont le gain total serait très élevé ($> 10^5$) tout en conservant une stabilité suffisante. Dans la sonde n°2, l'augmentation du gain total engendre des instabilités en raison de l'amplificateur d'entrée "en l'air".

Une première optimisation consisterait donc à combiner les deux schémas, c'est-à-dire, à utiliser dans le schéma 2 un amplificateur différentiel de la qualité de celui employé dans la sonde n°1 et à rechercher le maximum de gain utilisable.

4.3. RECEPTEUR DE SURFACE (voir schéma synoptique)

4.3.1. Mesure du champ

C'est le schéma classique d'un récepteur à changement de fréquence. Le signal de référence est engendré par un oscillateur à quartz à 20kHz dont on divise la fréquence par 60. L'élément mélangeur est un

transistor T_2 monté en "chopper". Il reçoit sur sa base un signal à 333,3Hz de la référence et sur son collecteur le signal à mesurer de fréquence 312,5Hz.

L'amplificateur sélectif A_2T_3 sélectionne la composante à 20,83 Hz issue du battement. Le détecteur formé de l'amplificateur A_3 et de deux diodes OA202 procure un signal continu égal à la valeur moyenne du signal à 20,83Hz. Le détecteur est suivi d'un amplificateur de gain égal à 2π de façon à disposer à la sortie d'un signal continu égal à la valeur crête à crête du signal à mesurer. Cette sortie linéaire est connectée à un amplificateur logarithmique permettant ainsi de disposer du logarithme du signal. L'échelle est de 2,5 Volts par décade (10 Volts linéaires correspondant à $10 \text{ à } 10^1$ la sortie Log, 1 volt linéaire correspond à 7,5 Volts en log, etc ...).

4.3.2. Circuits annexes

4.3.2.1. Valeur du gain

Les contacteurs permettant de faire varier le gain comportent deux circuits, l'un change effectivement la valeur du gain, l'autre permet de choisir une tension analogique à raison de 1Volt/20dB de gain.

4.3.2.2. Numéro du log

De façon à repérer les enregistrements des différents logs, il est possible, à l'aide d'un contacteur, d'envoyer au voltmètre une tension choisie entre 1 Volt et 10 Volts avec un pas de 1 Volt permettant ainsi le repérage du log sur l'enregistrement magnétique.

4.3.2.3. Mesure du P.S.

Ce circuit se compose d'un amplificateur assurant à la fois une augmentation du niveau du P.S. et permet de fixer le zéro lorsque la sonde se trouve en surface.

4.4. NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Pour tous lesschémas les résistance ne portant aucune indication spéciale sont du type à couche métallique SFERNICE RCM S05 K3.

Les autres résistances sont repérées par la lettre C pour les résistances au carbone, et la lettre B pour les résistances bobinées.

4.4.1. Sonde n°1

Amplificateur (1) : PP65AHU NEXUS
(2) : SN72709 TEXAS
(3) : SQ1 NEXUS
(4) : SA1 NEXUS

Piles P : 2fois 13 éléments CdN SAFT 1,3V 1,6A/h
A : alimentation stabilisée. Le schéma est celui de l'alimentation stabilisée du récepteur de surface excepté le transistor F.E.T. alimentant la zener de référence, remplacé ici par une résistance à couche métallique.

Relais : A.C.R.M. type RRB/2 12°cc 400Ω

Condensateurs : 1μF de marque LCC réf.KCD 122 (polycarbonate métallisé)

4.4.2. Sonde n°2

Piles P et relais : identiques à la sonde n°1

Piles p (4 élem.) : type Mercure Mallory Réf.TR 146 X

4.4.3. Récepteur de surface

4.4.3.1. Mesure du champ

Amplificateur A : SN72709 TEXAS
A₁ : PP65AHU NEXUS
A₂ : SQ1 NEXUS
A₃ : U3805 NEXUS
A₄ : SA1 NEXUS
L : amplificateur logarithmique NEXUS Réf.SPL4A.P

Diviseur de fréquence : utilise des circuits bistables RCA CD 2203

Transistors : T_1 : 2N2926

T_2 : OC141

Résistances : $\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{2\pi}$

4.4.3.2. Alimentations

Transistors	Alimentations +12,5V	-12,5V
T_1	2N40409	2N40410
T_2	T1S34	T1S34
T_3	2N3702	2N2926
T_4	2N2926	2N3702

Diode : D_3 diode zener 6 Volts

D_2 diode à jonction basse tension

D_1 1N4004

Piles : 2 fois 12 éléments 1,3V SAFT CdN 3A/h

4.4.3.3. Mesure du P.S. et numéro du log

Amplificateur A SN72709 TEXAS

4.4.3.4. Circuits double-T (figure.31.)

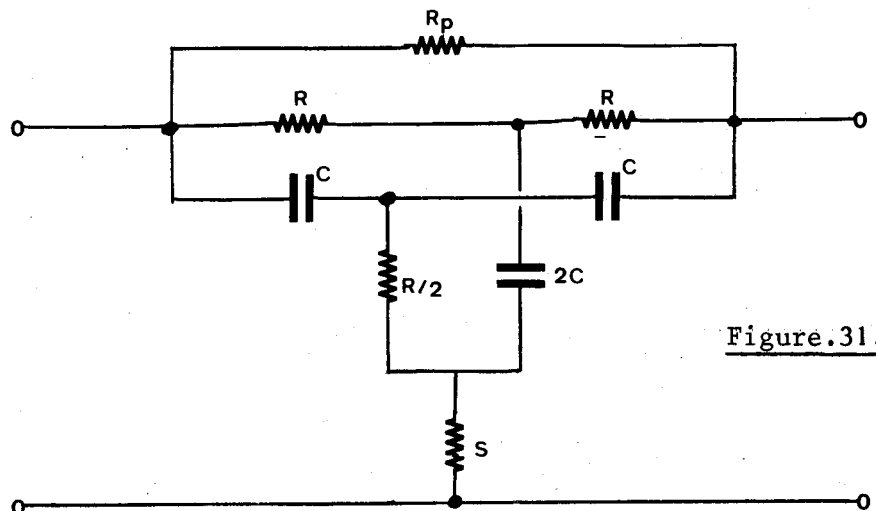


Figure.31.

T_1 (sonde de mesure n°1)

R = 20k Ω SFERNICE RCMS05 K3

C = 25,5 μ F LCC KCD118

R_P = 200k Ω RCMS05 K3

S = 1k Ω RCMS05 K3

$T_2 = 312,5$ Hz

R = 40k Ω LCC couche métallique $25 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$

C = 10 μ F + 2,5 μ F marque Pi - type performance 62 - précision 0,1% -

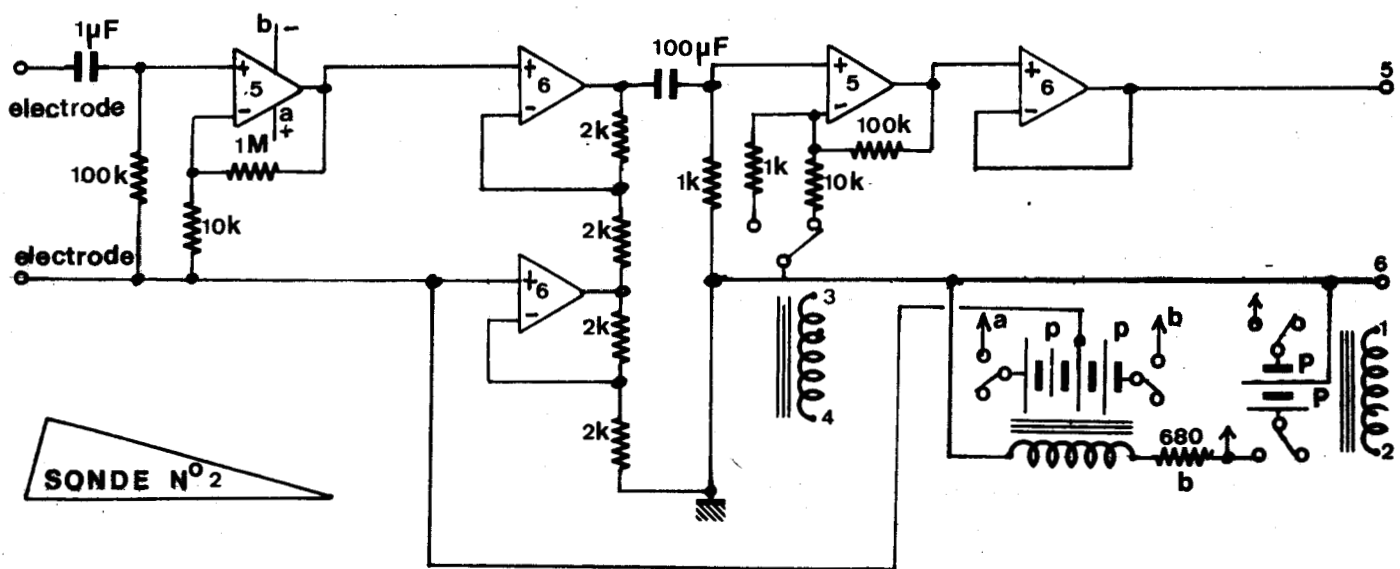
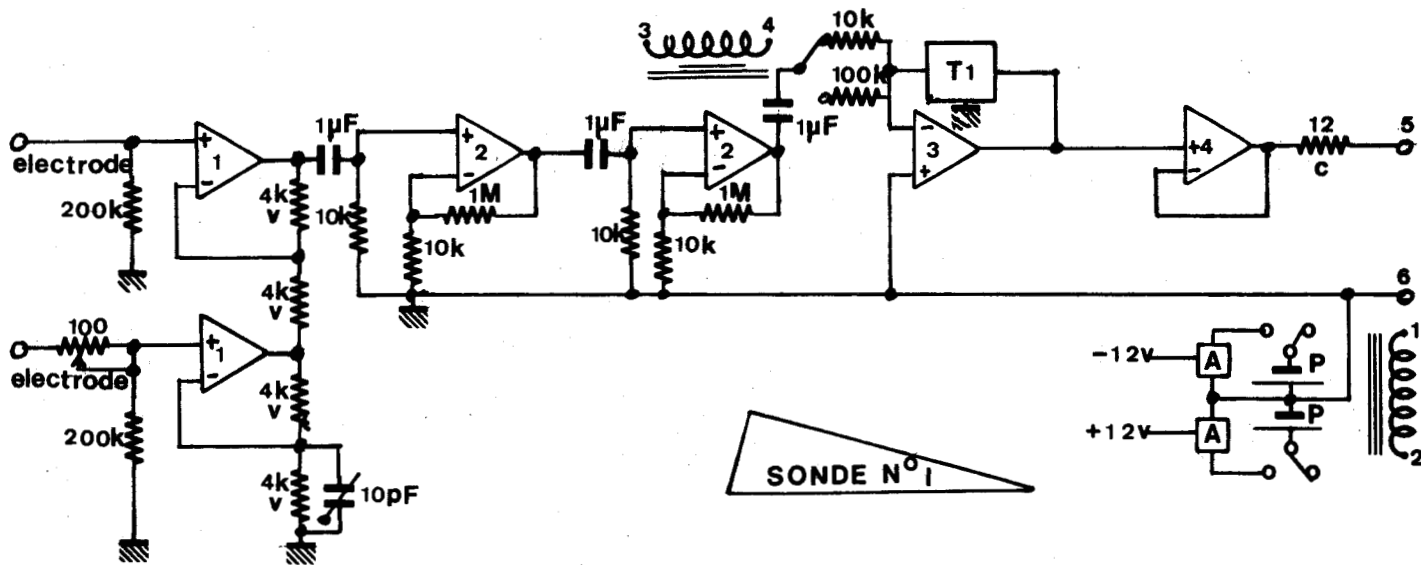
S = 100 Ω RCMS05K3 SFERNICE

$T_2 = 20,83$ Hz

R = 76,5k Ω SFERNICE RCMS05 K3

C = 100000pF Mica LCC série filtre Réf. CA9

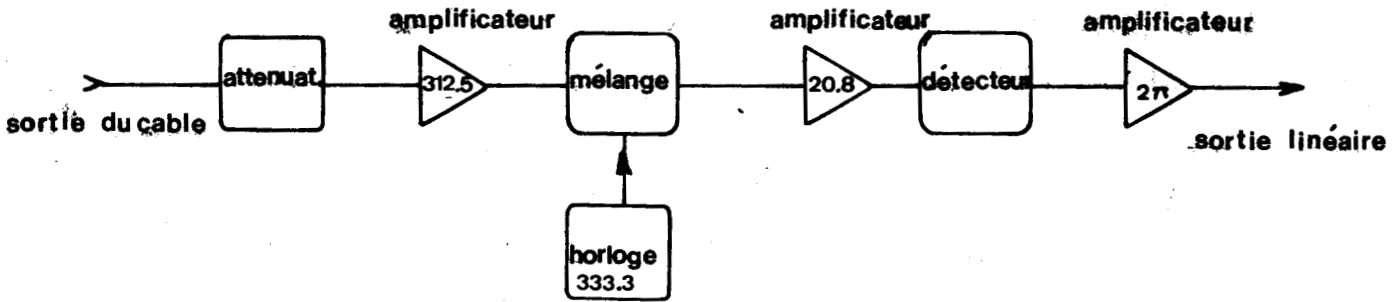
S = 166 Ω SFERNICE RCMS05 K3



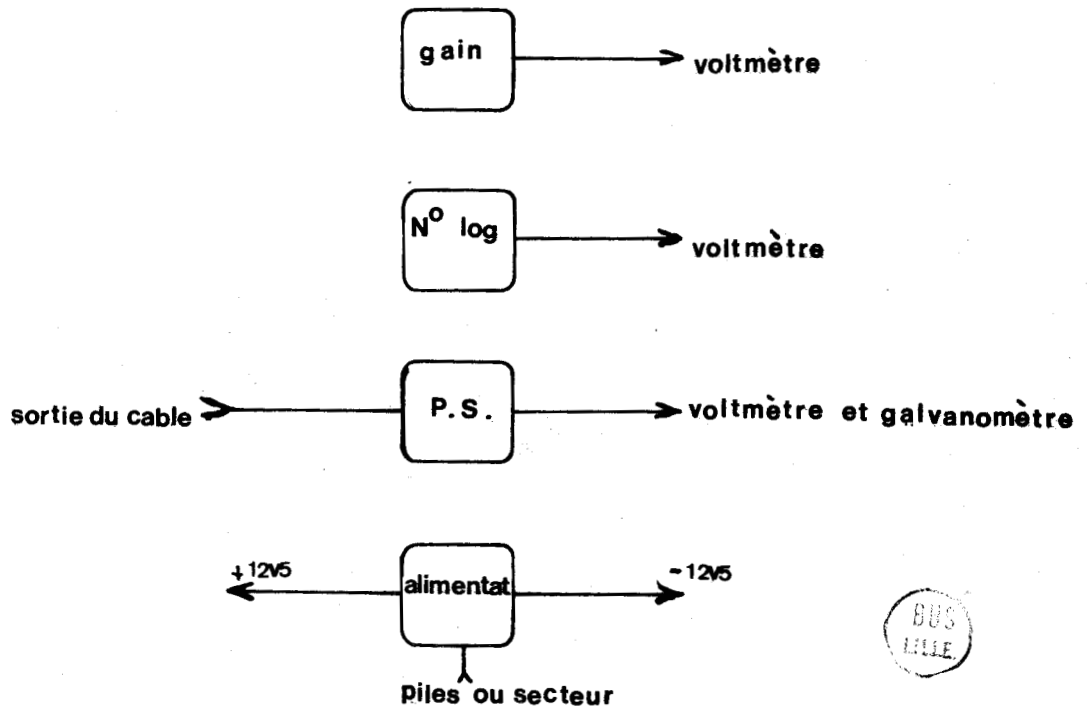
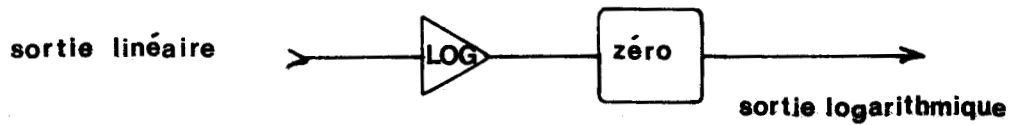
SONDES DE MESURE



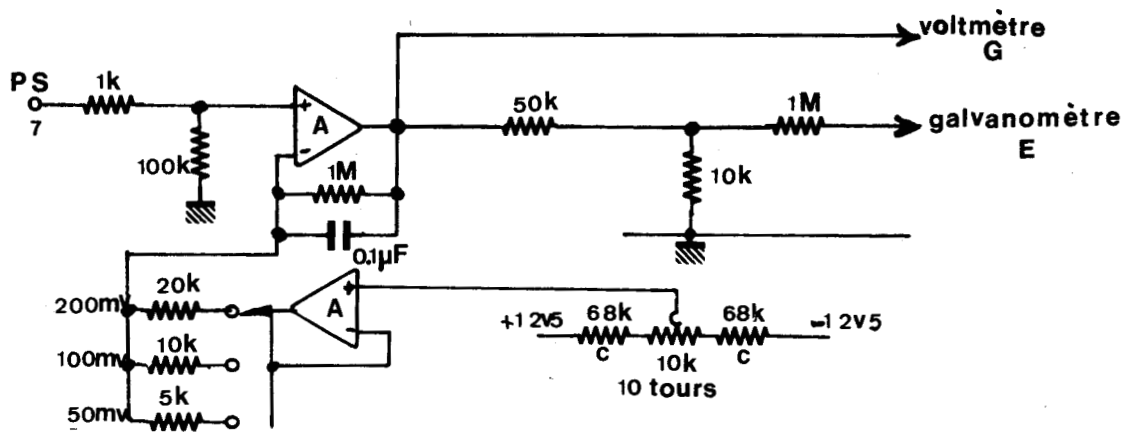
SCHEMA SYNORTIQUE DU REÇEPTEUR DE SURFACE



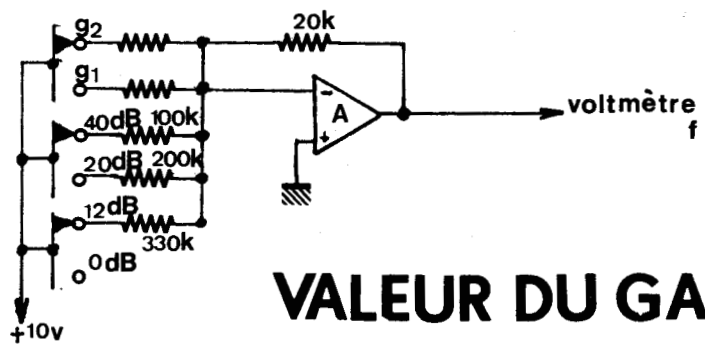
MESURE DU CHAMP



BUS
LILLE

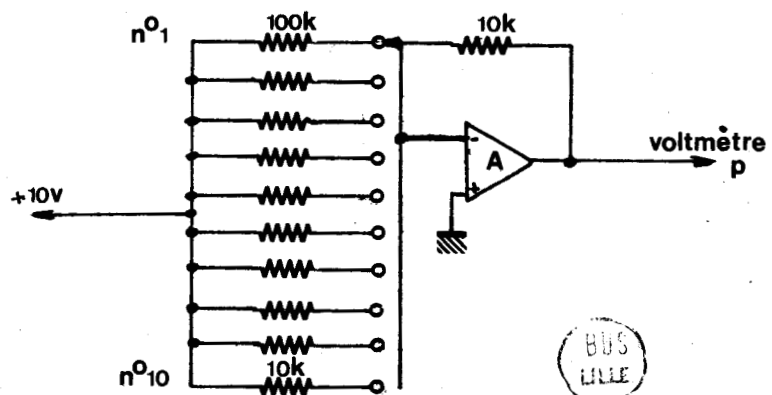


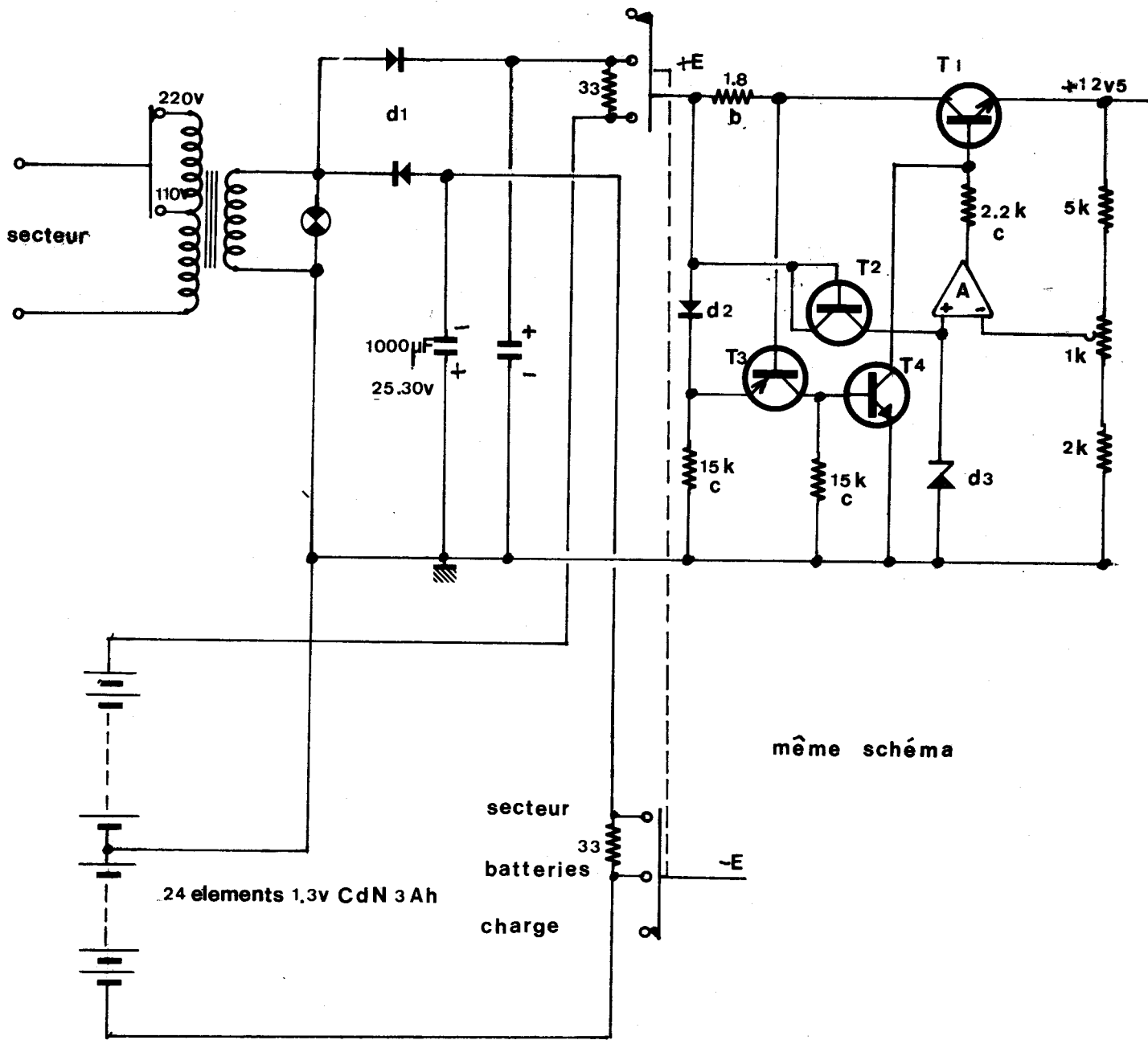
MESURE DU P.S.



VALEUR DU GAIN

N° DU LOG





ALIMENTATION



COTE CABLE

SONDE N°1

SONDE N°2

ACCUMULATEURS CdN

ALIMENTATION +

RELAIS D'ALIMENTATION

ALIMENTATION -

A6

A5

RELAIS DE GAIN

A4

A3

A2

A1

RELAIS D'ALIMENTATION

A4

A3

A2

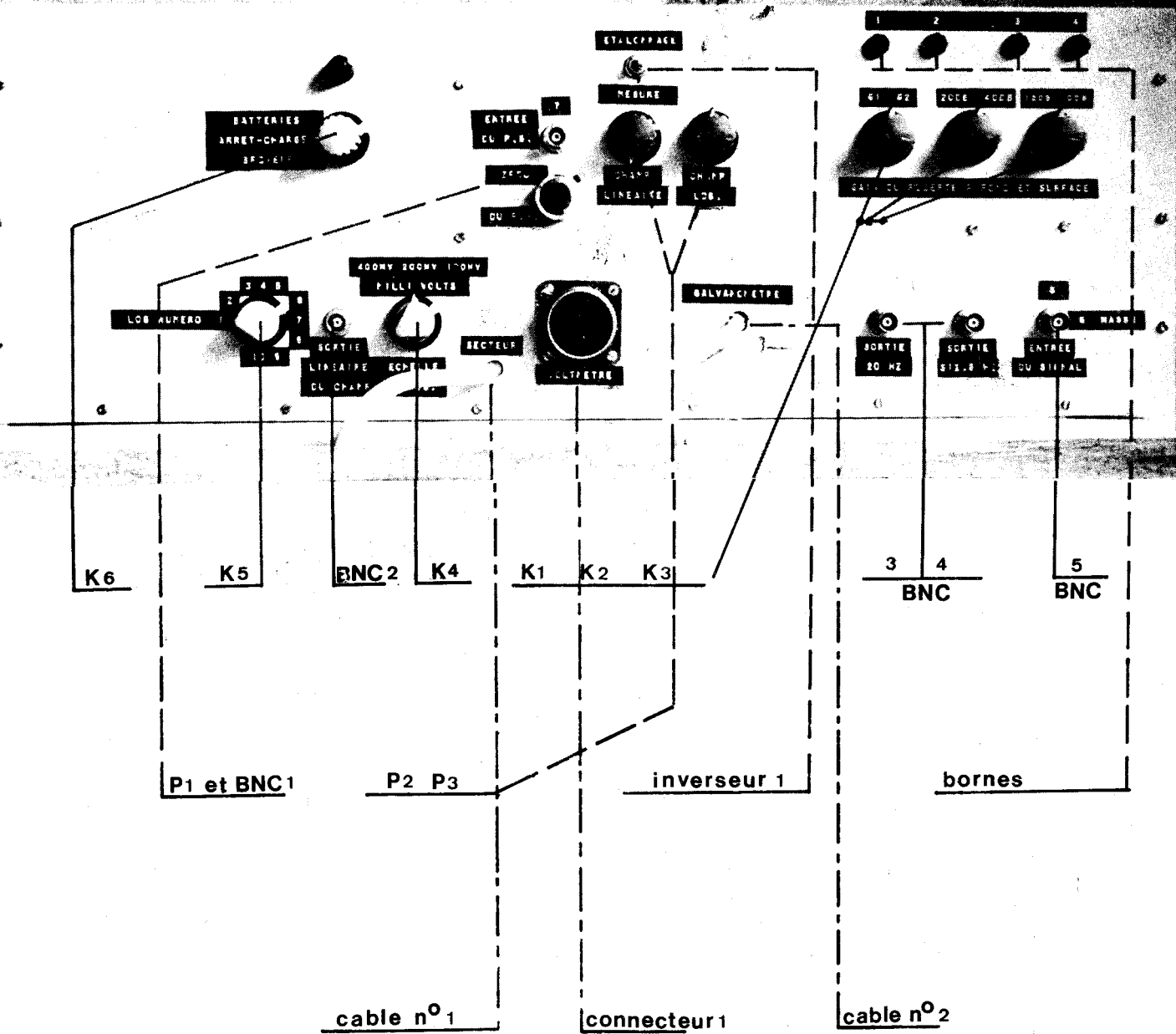
RELAIS DE GAIN

PILES P

A1



COTE ELECTRODES



RECEPTEUR POUR TELEDIAGRAPHIES

RECEPTEUR DE SURFACE



5. PROJET DE RECEPTEUR EN VUE DE LA
MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE JUSQU' A
UNE PROFONDEUR DE 3000 mètres

Le récepteur que nous venons de décrire a permis d'effectuer des mesures du champ électrique jusqu'à une profondeur de 600mètres "profondeur maximum rencontrée jusqu'ici".

Nous en examinons maintenant les limites ce qui permet d'étudier les grandes lignes directrices conduisant à la réalisation d'un récepteur capable d'accroître la profondeur d'investigation de la sonde de mesure jusqu'à une profondeur de 3000 mètres.

5.1. LIMITES DU RECEPTEUR REALISE

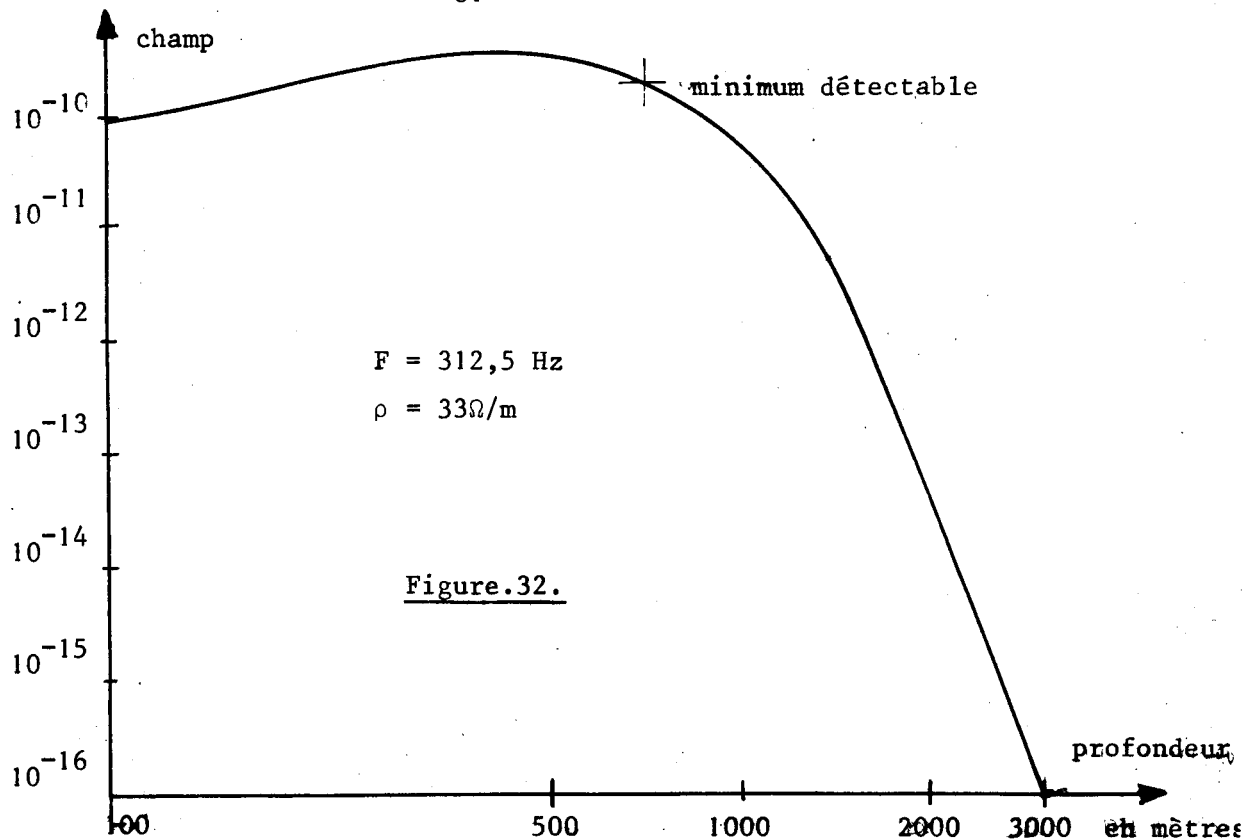
Compte-tenu des expériences que nous avons effectuées^{(2), (3)} nous pouvons considérer que ce récepteur permet de mesurer une différence de potentiel supérieure ou égale à $1\mu\text{V}$ crête à crête, avec un rapport signal sur bruit permettant une interprétation correcte des mesures (rapport signal sur bruit supérieur à 5).

La profondeur maximum d'investigation peut alors être déduite des courbes théoriques donnant l'amplitude du champ électrique en fonction de la profondeur.

Nous avons porté sur la figure.32. une telle courbe pour une conductivité équivalente du terrain de $0,03\text{U/m}$ ($33\Omega/\text{m}$), à la fréquence de 312,5Hz et pour une distance entre le puits et l'antenne d'émission de 1000 mètres.

Si l'on désire obtenir les valeurs de la différence de potentiel à l'entrée du récepteur, les valeurs portées sur cette courbe sont à multiplier par :

- le courant d'émission en ampères crête à crête,
- la longueur de l'antenne d'émission en mètres,
- la longueur de l'antenne de réception en mètres.



Lors des expériences effectuées jusqu'à ce jour ces paramètres avaient les valeurs suivantes :

- courant d'émission : 30A. c.à.c.
- longueur de l'antenne d'émission : 60m.
- longueur de l'antenne de réception : 1,6m.

Dans ces conditions, le champ minimum détectable a pour valeur : $3 \cdot 10^{-10}V$, ce qui correspond sur la figure. . à une profondeur de 600m.

Nous pouvons bien entendu, envisager d'augmenter la valeur des trois paramètres énoncés précédemment. Toutefois les limites dans lesquelles ceux-ci doivent rester ne permettent pas d'espérer obtenir le facteur 10^6 nécessaire pour passer de 600m. à 3000m. (figure. 32).

5.2. MODIFICATIONS A APPORTER

L'étude théorique de la propagation⁽⁴⁾ permet de montrer que la fréquence de travail constitue la caractéristique principale à faire varier pour envisager une mesure à grande profondeur, nous avons tracé à cet effet la courbe représentative du champ pour une fréquence de 5Hz, les autres paramètres étant inchangés par rapport à la courbe à 312,5Hz de la figure.33.

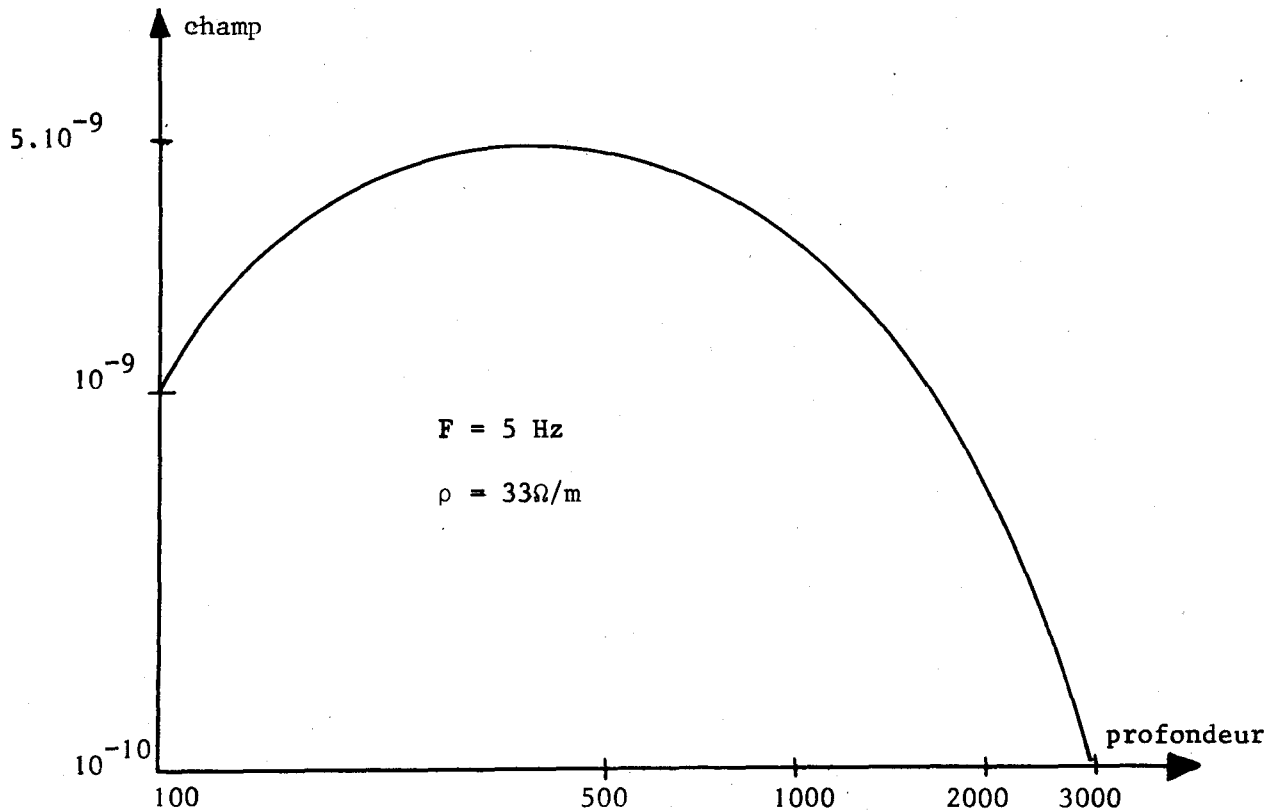


Figure.33.

Ainsi, si la sensibilité du récepteur est conservée ($1\mu\text{V}$), la mesure à 3000 mètres est possible avec un excellent rapport signal sur bruit.

5.3. CONCEPTION D'UN NOUVEAU RECEPTEUR

Le problème consiste à transposer à la fréquence de 5Hz le récepteur réalisé à 312,5Hz.

Nous poserons comme hypothèse que la bande passante absolue (0,2Hz) doit être conservée et non la bande passante relative (1/1500) qui conduirait à un temps de réponse prohibitif à 5Hz (300 secondes). Cette hypothèse suppose un bruit blanc à l'entrée du récepteur, une analyse spectrale du bruit rencontré dans le puits doit donc d'abord être effectuée avant toute réalisation.

Si l'hypothèse que nous venons d'anoncer est vérifiée, le schéma de principe du récepteur peut être établi, compte-tenu de ce que les amplificateurs sélectifs, tout en étant plus difficilement réalisables (les condensateurs présentant à 5 Hz des performances inférieures à ce qu'ils présentaient à 312,5Hz), doivent présenter une sélectivité plus faible ($Q=25$ au lieu de 100 à 312,5Hz).

La seule modification importante concerne l'allure de la courbe de réponse. En effet, nous avons montré au chapitre 3.4.1.1. que le rapport entre la fréquence favorisée (5Hz ou 312,5Hz) et les fréquences défavorisées (fréquences pour lesquelles l'amplificateur présente un gain unité) était égal à 4 fois le coefficient de qualité de l'amplificateur. Aussi, étant donnée la structure du récepteur à 312,5Hz (changement de fréquence à 20Hz) ce rapport d'atténuation vaut $1,6 \cdot 10^5$; à la fréquence de 5Hz nous devons utiliser 3 amplificateurs sélectifs de $Q = 15$ en cascade pour obtenir cette même atténuation. Ces amplificateurs pourront être réalisés aisément à l'aide de circuits double-T composés de condensateurs au polystyrène.

Nous avons représenté sur la figure.34. les schémas de principe des deux récepteurs à 312,5Hz et à 5Hz qui présentent :

- la même bande passante absolue
- la même réjection des bandes latérales

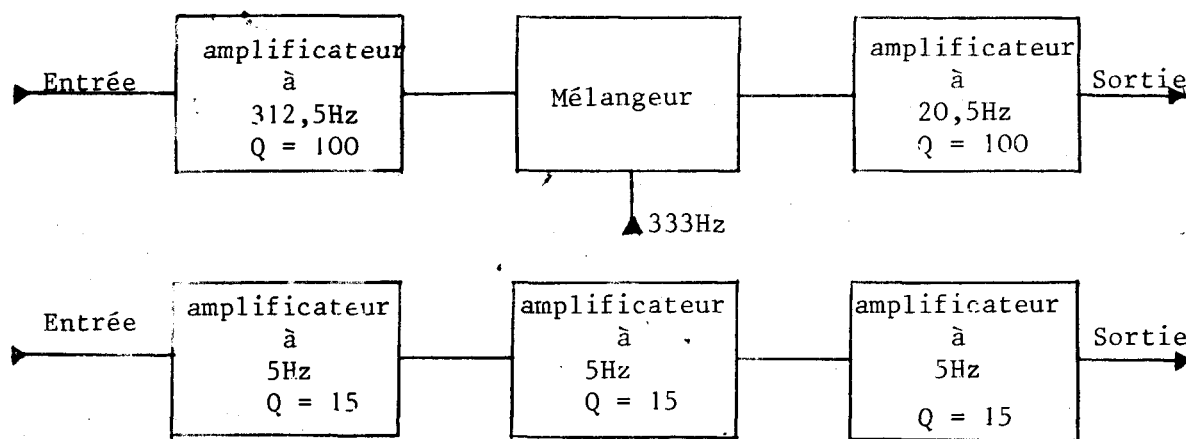


FIGURE 34

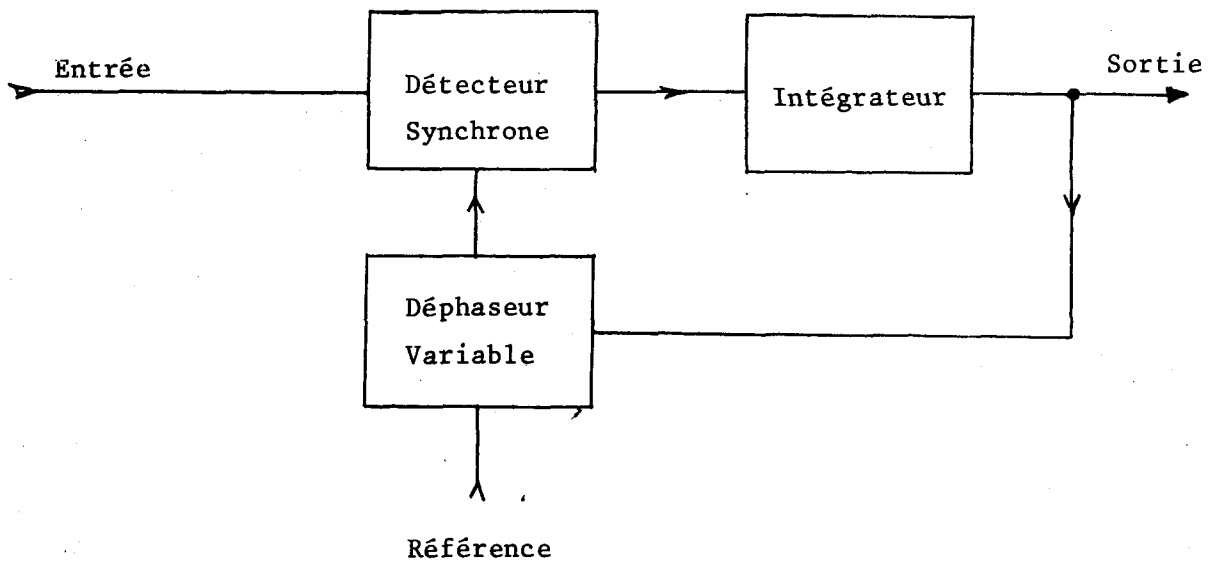
Si l'expérience montre qu'une bande passante de 0,5Hz à 5Hz est trop grande pour permettre une réception à 3000 mètres, il convient de diminuer ce paramètre, ce qui peut être fait dans un rapport 10 sans nuire exagérément à la définition du log.

Le coefficient de qualité des amplificateurs sélectifs devrait alors être amené à 150. L'étude que nous avons effectuée a montré que de telles caractéristiques n'étaient pas envisageables.

Une solution consiste alors à faire suivre l'amplificateur sélectif, présentant une bande passante de 0,2Hz, d'un détecteur synchrone de bande passante équivalente à 0,02Hz.

La difficulté majeure de cette solution réside dans la nécessité de conserver une phase constante entre le signal reçu et la référence, compte tenu des variations du déphasage des amplificateurs sélectifs et des variations de parcours, donc de déphasage, des ondes au cours d'un log.

Nous aboutissons ainsi au schéma de la figure.35. dans lequel la phase de référence est asservie au maximum d'amplitude du signal détecté



Référence
FIGURE 35

5.4. CONCLUSION

Dans notre cas (asservissement de phase obligatoire), le détecteur synchrone présente par rapport au procédé de mesure par filtrage détection une augmentation très importante de la complexité de réalisation, ce n'est donc qu'en tout dernier recours que de procédé doit être adopté. Nous avons vu en effet que la technique de filtrage par amplificateur sélectif à circuit double-T était encore parfaitement envisageable à des fréquences de travail de quelques Hertz.



CONCLUSION

Le travail que nous venons d'exposer dans cette thèse constitue une contribution à l'étude et à la réalisation de récepteurs destinés à l'évaluation des gisements pétroliers par Télédiagraphie.

L'importance de cette contribution réside dans l'étude que nous avons faite de l'amplificateur sélectif à circuit double-T et dans les méthodes d'analyse et de réglage que nous avons établies.

Nous avons réussi à préciser suffisamment les liens entre les performances de l'amplificateur sélectif et les caractéristiques des composants utilisés pour rendre inutile une mise au point par essais et retouches successives longue et coûteuse.

De plus nous avons élargi le domaine d'application des relations de BAYARD-BODE aux quadripôles quelconques, ce qui permet d'étudier de façon plus aisée certaines caractéristiques d'un amplificateur sélectif.

Enfin nous avons réalisé un récepteur qui a permis à l'équipe du Professeur GABILLARD d'effectuer avec succès un certain nombre d'expériences importantes.

Nous pensons que ce travail pourra être utile aux ingénieurs chargés d'étudier des récepteurs de mesure en très basse fréquence.



ANNEXE. I.MATRICE ADMITTANCE DU CIRCUIT DOUBLE-T PARFAIT (Fig. 7.)

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1 - R^2 C^2 \omega^2 + j4RC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{R^2 C^2 \omega^2 - 1}{1 + jRC\omega}$$



ANNEXE. II.MATRICE IMPEDANCE DU CIRCUIT DOUBLE-T PARFAIT (Fig. 7.)

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{1 - 5R^2C^2\omega^2 + jRC\omega(5 - R^2C^2\omega^2)}{-8RC^2\omega^2 + j4C\omega(1 - R^2C^2\omega^2)}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{-R^2C^2\omega^2 + 1 - JRC\omega(R^2C^2\omega^2 - 1)}{-8RC^2\omega^2 + j4C\omega(1 - R^2C^2\omega^2)}$$



ANNEXE. III.

MATRICE ADMITTANCE DU CIRCUIT DOUBLE-T, COMPTE TENU DES PERTES DES CONDENSATEURS
(Fig. 15.)

$$Y_{21} = Y_{12} = \frac{R^2 C^2 \omega^2 - p^2 - 1 - 2jRC\omega.p}{2R(1+p+jRC\omega)}$$

$$Y_{22} = Y_{11} = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 4p + p^2 + j2RC\omega(2+p)}{(1+p+jRC\omega)}$$

avec $p = R.k$



ANNEXE. IV.MATRICE ADMITTANCE DU CIRCUIT DOUBLE-T AVEC RESISTANCE PARALLELE D'AMORTISSEMENT
(Fig. 16.)

$$Y_{11} = Y_{12} = \frac{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 2\alpha + jRC\omega(4 + 2\alpha)}{2R(1 + jRC\omega)}$$

$$Y_{21} = Y_{12} = \frac{R^2 C^2 \omega^2 - 1 - 2\alpha + j2\alpha RC\omega}{2R(1 + jRC\omega)}$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{R}{R_p}$$



MATRICE IMPEDANCE DU CIRCUIT DOUBLE-T AVEC RESISTANCE SERIE D'AMORTISSEMENT

(Fig.17.)

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{M + SP + j(N + SQ)}{P + jQ}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{T + SP + j(U + SQ)}{P + jQ}$$

avec S : résistance d'amortissement

$$M = 1 - 5R^2C^2\omega^2$$

$$N = RC\omega(5 - R^2C^2\omega^2)$$

$$P = -8RC^2\omega^2$$

$$Q = 4C\omega(1 - R^2C^2\omega^2)$$

$$T = 1 - R^2C^2\omega^2$$

$$U = -RC\omega(R^2C^2\omega^2 - 1)$$



ANNEXE. VI.

EXPRESSION GENERALE DU GAIN A^- (Fig. 23.)

. Equations de départ

$$v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \tag{1}$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \tag{2}$$

$$i_2 = \frac{v_e - v_2}{r_e} \tag{3}$$

$$v_1 = -gv_2 \tag{4}$$

$$(3) + (4) \rightarrow i_2 = \frac{v_e + v_1/g}{r_e} \tag{5}$$

$$(5) + (2) \rightarrow -\frac{v_1}{g} = z_{21}i_1 + \frac{z_{22}}{r_e} (v_e + \frac{v_1}{g})$$

d'où :

$$i_1 = -\frac{1}{z_{21}} \left(\frac{v_1}{g} + \frac{z_{22}}{r_e} \left[v_e + \frac{v_1}{g} \right] \right)$$

$$i_1 = -\frac{1}{z_{21}} \left(\frac{v_1}{g} \left(1 + \frac{z_{22}}{r_e} \right) + v_e \frac{z_{22}}{r_e} \right)$$

$$(1) \quad v_1 = -\frac{z_{11}}{z_{21}} \left(\frac{v_1}{g} \left(1 + \frac{z_{22}}{r_e} \right) \right) + v_e \frac{z_{22}}{r_e} + \frac{z_{21}}{r_e} \left(v_e + \frac{v_1}{g} \right)$$

$$v_1 \left(1 + \frac{z_{11}}{z_{21}} \times \frac{1}{g} \left(1 + \frac{z_{22}}{r_e} \right) - \frac{z_{12}}{r_e} \times \frac{1}{g} \right) = v_e \left(\frac{z_{12}}{r_e} - \frac{z_{11}z_{22}}{r_e z_{21}} \right)$$

$$\frac{v_1}{v_e} = \frac{-[z]}{Rz_{21}} \left[\frac{1}{1 + \frac{z_{11}}{z_{21}} \times \frac{1}{g} \left(1 + \frac{z_{22}}{r} \right) - \frac{z_{12}}{rg}} \right]$$

a - pour $g = \infty$





VARIATION APPARENTE DU GAIN a^+ EN FONCTION D'UNE VARIATION DE LA FREQUENCE D'ACCORD

L'expression générale est de la forme :

$$a^+ = \frac{a_0^+}{\sqrt{1 + \frac{a_0^{+2}}{4} \left(\frac{\Delta\omega + d\omega}{\omega_0} \right)^2}}$$

relation dans laquelle :

$\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$: imprécision de réglage : E_2

$\frac{d\omega}{\omega_0}$: dérive en fréquence : E_1

Si la dérive E_1 entraîne une variation ϵ du gain, l'équation suivante est vérifiée :

$$\frac{a_0^+ (1-\epsilon)}{\sqrt{1 + \frac{a_0^{+2}}{4} E_2^2}} = \frac{a_0^+}{\sqrt{1 + \frac{a_0^{+2}}{4} (E_1 + E_2)^2}}$$

Soit en développant on obtient :

$$\epsilon = \frac{1}{2} \frac{a_0^{+2} (E_1^2 + 2E_1 E_2)}{4 + a_0^{+2} (E_1 + E_2)^2}$$

et puisque $a_0^+ = 4Q$

$$\epsilon = \frac{\Delta a_0^+}{a_0^+} = \frac{2Q^2 (E_1^2 + 2E_1 E_2)}{1 + 4Q^2 (E_1 + E_2)^2}$$



BIBLIOGRAPHIE

Seuls les ouvrages ayant un rapport direct avec le travail réalisé sont référencés dans ce mémoire.

La bibliographie comporte donc deux parties :

- 1°) la liste des ouvrages référencés
- 2°) le classement par spécialités de la totalité des ouvrages consultés

OUVRAGES REFERENCES

- (1) INSTITUT FRANCAIS DU PETROLE Procédé de prospection électrique des terrains situés autour d'un forage
Brevet I.F.P., P.V. n°156220, 24 Juillet 1968
- (2) R. GABILLARD Expériences de télédiagraphies de St ILLIERS Octobre 1969
I.F.P., Mars 1970
- (3) R. GABILLARD Expériences de télédiagraphies LE PERRY II Juin 1969
I.F.P. Réf.17.219 Août 1969
- (4) R. GABILLARD Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs
Service de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE
- (5) J. FONTAINE Contribution à la théorie du rayonnement des dipôles électriques enterrés et au développement de méthodes d'optimisation des liaisons électromagnétiques entre terminaux souterrains
Thèse de Doctorat d'Etat, LILLE, Septembre 1969
- (6) D. PODVIN Etude et réalisation d'amplificateurs basse fréquence à haut rendement
Thèse de 3ème Cycle, LILLE, Juin 1968
- (7) J.P. THERY Etude et réalisation d'un récepteur sélectif très basse fréquence pour géophysique
Mémoire C.N.A.M., LILLE, Février 1968
- (8) A. BLANC-LAPIERRE, B. PICINBONO Propriétés statistiques du bruit de fond
Masson et Cie
- (9) C. CLARISSE Conception et réalisation pratique d'un système de transmissions d'informations à travers le sol. Applications aux télémesures pétrolières
Thèse de Docteur-Ingénieur, LILLE, Juin 1969

- (11) P.F. ORDUNG-F.HOPKINS-H.L.KRAUSS-E.L.SPABROW Synthesis of cascaded three-terminal RC networks with minimum-phase transfer functions
Proc.I.R.E., Déc.1952, p.1717-1723
- (12) G.F. SABBADINI, G.M. RIVA Filtres actifs RC réalisés avec des amplificateurs opérationnels intégrés
Onde Electrique, n°480-481, Mars-Avril 1967, p.427-435
- (13) A. DAUPHIN Théorie des réseaux électriques linéaires
E.S.E., 1966
- (14) Proceedings of the Symposium on modern networks synthesis
Polytechnic Institute of Brooklin, Vol.I., 1952, Vol.IV.1955
- (15) V. BELEVITCH Théorie des circuits de télécommunication
Gauthier Villars, 1957
- (16) L. GERARDIN Le circuit résistance - capacité en double - T
Revue Technique C.F.T.H., Mai 1949, n°12, p.5-15
- (17) LANDEE DAVIS ALBRECHT Etude des circuits double-T
Electronique designers handbook, Mc GRAW-HILL 1957
- (18) L. BOE, Ph. RAMAIN Dipôles, quadripôles et calcul matriciel
Ed. CHIRON, 1964
- (19) J.G. THOMASON Linear feedback analysis
PERGAMON PRESS, LTD, LONDON, 1955
- (20) R. GOFFAUX Sur le facteur de dissipation des feuilles de mica
Revue Générale d'Electricité, Sept.1964, t.73, n°9
- (21) H.W. BODE Network analysis and feedback amplifier design
VAN NOSTRAND Co, 1945
- (22) F.H. RAYMOND Transformées de Hilbert et relations BAYARD-BODE
Ann. Télécom., t.6, n°10, 1951
- (23) G.F. SABBADINI, G.M. RIVA Filtres actifs RC réalisés avec des amplificateurs opérationnels intégrés
Onde électrique, n°480-481, Mars-Avril 1967, p.427-435
- (24) J.G. THOMASON Linear feedback analysis
PERGAMON PRESS, LTD, LONDON, 1955

CLASSEMENT PAR SPECIALITES

I. Application aux télédiagraphies pétrolières de la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs

Références (1) (2) (3) (4) +

- (25) R. GABILLARD, F. LOUAGE, Z. BASSIOUNI Expériences de télédiagraphies effectuées du 12 au 15 Novembre 1968 et nouvelle théorie matricielle
I.F.P., Réf.16554, Déc.1968

- (26) R. GABILLARD Progrés réalisés en télédiagraphie durant l'année 1968
I.F.P., Réf.16551, Fév.1969
- (27) R. GABILLARD, F. LOUAGE, Z. BASSIOUNI Interprétation des expériences de télédiagraphie effectuées au PERRAY en Novembre 1968
I.F.P., Réf.16794, Fév. 1969
- (28) R. GABILLARD Méthodes d'interprétation des télédiagraphies
I.F.P., Réf.18016, Mars 1970

2. Etude du circuit double-T

- (16) (17) +
- (29) GIFFORD WHITE Design and use of RC parallel-T networks
I.R.E. Trans. on Audio, Janv.Fév.1960, p.26-33
- (30) G.J. THIESSEN RC Filters circuits
J. of the acoust. Soc. of America, Apr.1945, p.275-279
- (31) H.S. Mc GAUGHAN Variation of an RC parallel-T null network
Tele.Tech., Aug.1947, p.48-51
- (32) W.G.SHEPERD, R.O. WISE Variable-frequency bridge, type frequency stabilized oscillators
Proc. of the I.R.E., Juin 1943, p.256-268
- (33) A.B. HILLAN The parallel-T bridge amplifier
J. I.E.E. , Vol.94, Part III, 1946, p.42-51
- (34) YOSIHO OONO Design of parallel-T resistance-capacitance networks
Proc. I.R.E., Mai 1955, p.617-619
- (35) A.E. HASTINGS Analysis of a resistance capacitance parallel-T networks and applications
Proc. I.R.E., Mars 1946, p.126-129
- (36) LEONARD STANTON Theory and application of parallel-T resistance-capacitance frequency-selective networks
Proc. I.R.E., Juillet 1946, p.447-456

3. Relations amplitude-phase

- (21) (22) (15) (13) +
- (37) R. LEROY Sur la relation entre les parties réelles et imaginaires d'un facteur complexe de transfert
Rev. Gén. Electr., t.62, n°25, Déc.1937, p.778-783
- (38) M. BAYARD Théories des réseaux de Kirchhoff
Ed. Rev. d'Optique, PARIS, 1954

4. Composants R et C

(20) +

(39) G.W.A. DUMMER Condensateurs fixes
Ed. SCFRADEL, PARIS, 1959

(40) G.H. RAYNER, L.H. FORD The stability of mica standards of capacitance
J. Sci. Instrum., Vol.28, June 1951, p.168-171

(41) C.L. WEILLARD Resistance and resistors
Mc GRAW-HILL Book Co, 1960

