

50326
1970
99

50.376
1970
99

THÈSE

présentée à la

**FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE**

pour obtenir le titre de
DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Michel QUINTIN

Ingénieur I. S. E. N.



Conception et Réalisation d'un appareil destiné à la mesure précise des champs électriques dans le sol



Soutenu le 14 Novembre 1970, devant la COMMISSION D'EXAMEN

MM. GABILLARD	Président
SALMER	Examineur
LOUAGE	Examinatenn
DESBRANDES	Membre invité

UNIVERSITE DE LILLE

FACULTE DES SCIENCES

DOYENS HONORAIRES :

MM. LEFEBVRE, PARREAU

PROFESSEURS HONORAIRES :

MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPPELON, CHAUDRON,
CORDONNIER, DEHEUVELS, 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
BOURIQUET	Biologie Végétale
CELET	Sciences de la Terre
CONSTANT	Electronique, Electrotechnique t 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
GLACER	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
MARTINOT LAGARDE	Mathématiques Appliquées
Mlle MARQUET	Mathématiques Pures
MENNESSIER	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
HUARD 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
MM. 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 mes Parents,

à Jacqueline, à Gaëlle,

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

Qu'il trouve ici l'expression de mes sentiments de profonde gratitude pour les conseils et l'aide précieuse qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

J'ai bénéficié au cours de cette étude d'une bourse de recherche accordée par l'Ecole Nationale Supérieure du Pétrole et des Moteurs et l'Institut Français du Pétrole. J'en remercie vivement les Directeurs de ces organismes.

Messieurs les Professeurs SALMER et LOUAGE m'ont fait l'honneur de bien vouloir juger mon travail ; je leur suis reconnaissant de l'intérêt qu'ils ont porté à cette étude.

Monsieur DESBRANDES, Maître de Recherche à l'Institut Français du Pétrole s'est constamment intéressé au déroulement de cette thèse, et m'a fait l'honneur d'être membre de mon jury, je l'en remercie vivement.

Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe de Géopropagation pour leur aide amicale et efficace.

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

*CONCEPTION ET REALISATION D'UN APPAREIL DESTINE
A LA MESURE PRECISE DES CHAMPS ELECTRIQUES DANS LE SOL*

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

Notre travail de thèse s'est effectué dans le cadre de l'équipe de Géopropagation du Professeur GABILLARD. Cette équipe étudie la propagation dans le sol d'ondes électromagnétiques en vue d'applications aux télécommunications à travers le sol et également à la géophysique.

Le problème qui nous a été confié était la mesure précise du champ électrique produit à la surface du sol par un émetteur situé assez loin du point de réception soit en surface soit en profondeur (dans un forage par exemple). Le signal reçu dans ces conditions peut être extrêmement faible de l'ordre de quelques dizaines de microvolts. Il s'y superpose alors du bruit provenant de diverses sources : parasites industriels ; orages lointains ; courants telluriques dont l'amplitude est parfois bien supérieure à celle du signal à mesurer. Fort heureusement ce bruit n'a pas du tout le même spectre que le signal qui ne possède lui même aucun caractère aléatoire (nous voulons dire par là que l'on connaît à chaque instant au récepteur le signal qui va être émis, à l'exception toutefois de sa phase).

En tirant parti de cette propriété il est possible de concevoir des appareils de traitement du signal permettant de mesurer avec une bonne précision l'amplitude de celui-ci malgré la présence du bruit.

Nous décrivons d'abord le principe adopté pour le récepteur que nous avons réalisé. Ce principe consiste à moduler par tout ou rien l'émetteur par des créneaux carrés d'environ deux secondes ce qui permet au récepteur de recevoir successivement le signal plus le bruit, puis le bruit seul. Pendant les périodes d'arrêt de l'émetteur on émet localement au point de réception un signal de mesure possédant les mêmes caractéristiques que le signal de l'émetteur. L'amplitude de ce signal de mesure est ajustée par l'opérateur jusqu'à ce que le récepteur ne voie plus de différence entre les deux séquences. On déduit alors l'amplitude du signal reçu de celle du signal de mesure.

Ce principe de mesure implique que les propriétés statistiques du bruit restent à peu près stationnaires pendant la durée d'au moins deux créneaux consécutifs. Nous avons vérifié que cette approximation était pratiquement réalisée sur le terrain (sauf peut être dans certains cas particuliers que nous indiquerons).

Ce principe de mesure n'est pas le seul possible et d'autres solutions ont été étudiées également par d'autres membres de l'équipe de Géopropagation. Mais le sujet de notre thèse était précisément d'étudier les possibilités de ce principe et de le comparer aux autres.

Dans le premier chapitre de ce mémoire nous faisons l'analyse théorique du principe de mesure. Nous montrons que l'appareil peut se comporter comme un filtre adapté. Pour obtenir ce résultat il faut d'abord éliminer du spectre du bruit les raies provenant de l'induction du secteur à 50 Hz ceci est obtenu par filtrage. Il faut ensuite que le bruit résiduel de nature gaussienne ait une énergie ne dépassant pas une fraction donnée de l'intensité du signal (environ 10 %).

Nous examinons également toutes les causes d'erreurs possibles dans la mesure du signal autres que celles dues au bruit et nous montrons dans quelle mesure le principe choisi permet de les éliminer.

Dans le second chapitre nous décrivons dans le détail l'appareillage que nous avons réalisé en insistant sur certaines difficultés rencontrées, en particulier celles de l'obtention des tensions sinusoïdales étalons ainsi que de la mise en mémoire et de la comparaison des tensions intégrées. Cet appareil permet d'obtenir facilement une précision de 2 % pour un rapport signal sur bruit de 10^{-2} avant filtrage.

Dans un troisième chapitre nous montrons des exemples d'applications de cet appareil. Un prototype de cet appareil a été utilisé comme récepteur dans un ensemble géophysique destiné à mesurer la résistivité des couches de terrains traversés par un forage pétrolier à une certaine distance de l'axe du forage. Nous indiquons les résultats obtenus par cette méthode appelée télédiagraphie qui a été expérimentée au Perray en Yvelines sur un forage de l'Institut Français du Pétrole. Ces expériences ont conduit à la réalisation définitive que nous étudions ici.

Enfin dans le dernier chapitre nous comparons les résultats qu'il est possible d'obtenir théoriquement avec notre récepteur et avec un récepteur de structure classique pour la mesure précise de signaux, étant entendu qu'un premier filtrage a déjà séparé suffisamment le signal du bruit pour que l'on soit certain du fonctionnement en filtre adapté de notre récepteur. Nous donnons ensuite les solutions que nous avons adoptées pour permettre d'accélérer la rapidité des mesures.

CHAPITRE I

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DU RECEPTEUR

CHAPITRE I

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DU RECEPTEUR

I.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Nous avons conçu un appareil permettant de mesurer une composante du champ électrique associé à une onde électromagnétique qui s'est propagée dans le sol ; la précision de la mesure est égale à 2 %, la sensibilité de l'appareil est de 100 μ V crête à crête.

L'émetteur de puissance 1 kW, situé à une distance de 1 km environ, du récepteur, est modulé en tout ou rien : deux secondes d'émission d'un courant sinusoïdal d'amplitude constante, à la fréquence 312,5 Hz puis deux secondes de repos.

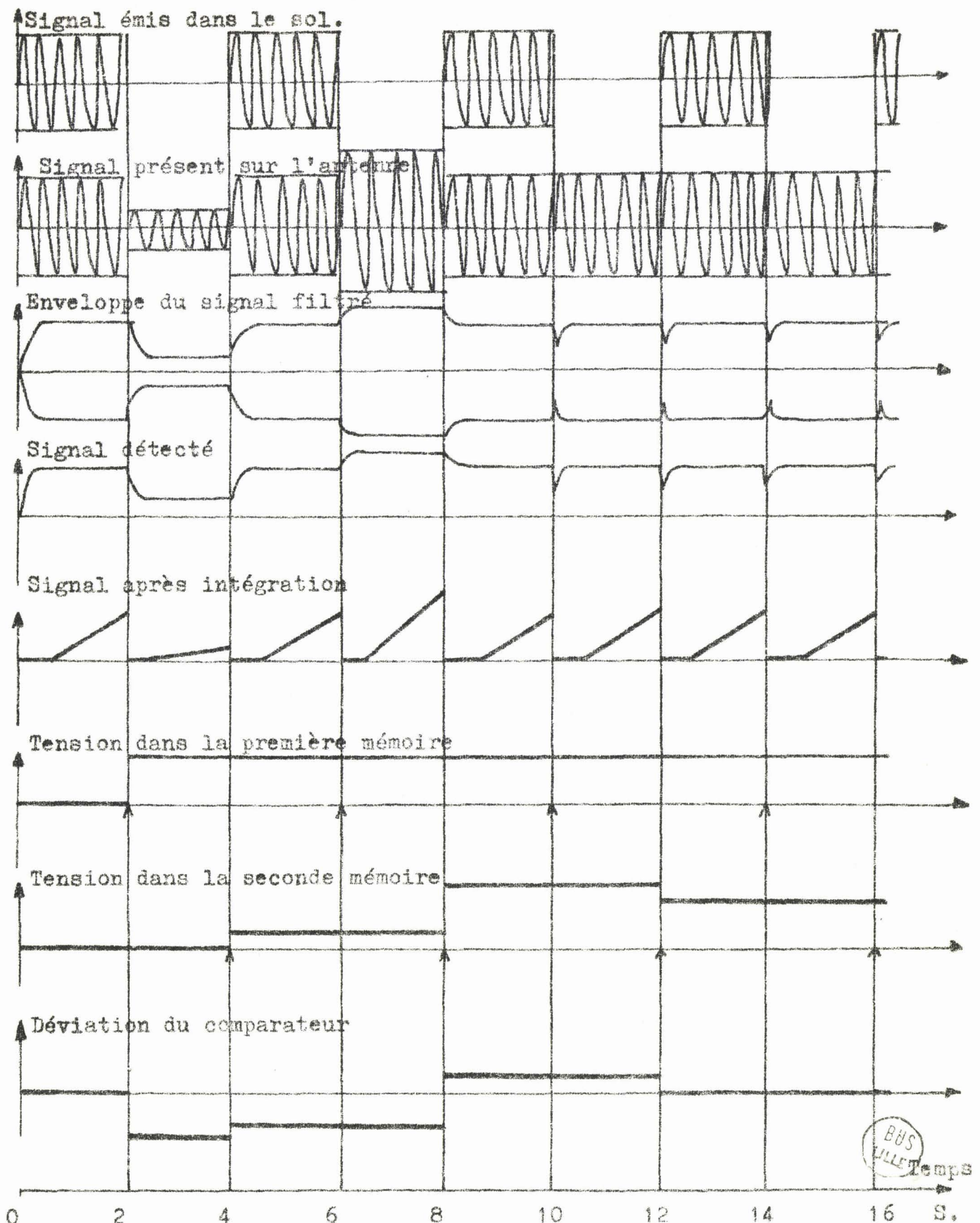
Au point de réception la composante utile de l'onde est recueillie sur une antenne (dans notre cas il s'agissait de la composante radiale du champ électrique). Le signal de sortie de l'antenne (signal utile plus bruit) est filtré, amplifié puis détecté linéairement ; le signal détecté est appliqué à un intégrateur opérationnel pendant un temps fixe puis mis en mémoire sous forme analogique (cf. planche 1 et figure 3, schéma synoptique du récepteur).

Pendant la séquence d'arrêt de l'émetteur un signal identique au précédent mais d'amplitude connue réglable est injecté dans la même antenne de réception ; ce signal local agit de la même manière que le signal de l'émetteur sur la chaîne de réception et y subit le même traitement ; le signal après intégration est mémorisé par un deuxième circuit ; c'est seulement au niveau des mémoires qu'il y a séparation des voies suivies par le signal à mesurer d'une part, et le signal local d'autre part.

Le principe de la mesure consiste donc à agir sur l'amplitude du signal local pour rendre égales les deux tensions mises en mémoire.

Lorsque cette condition est réalisée, l'amplitude de la tension sinusoïdale captée par l'antenne est égale à celle du signal local qui a produit les mêmes effets à travers la même chaîne de réception.

principe de la mesure



Réception d'un signal d'amplitude constante

$0 \text{ s} < t < 4 \text{ s}$

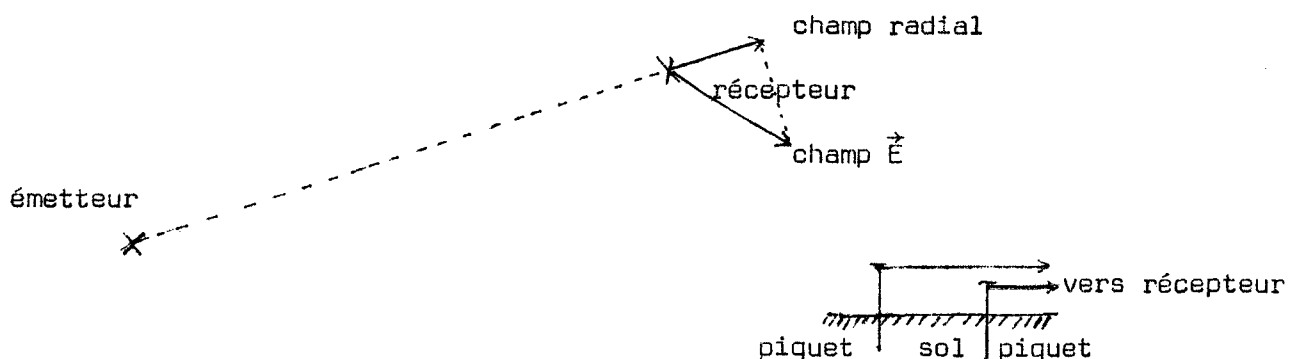
tension locale trop faible

$4 \text{ s} < t < 8 \text{ s}$

tension locale trop forte

$t > 8 \text{ s}$

tension locale = tension utile inconnue.



Mesure du champ électrique horizontal radial
figure.1.

I.2. CONDITIONS EXPERIMENTALES DE MESURE

I.2.1. Description du bruit rencontré sur le terrain

La fréquence f_0 du signal dont on cherche à mesurer l'amplitude au point de réception est égale à 312,5 Hz ; cette fréquence est imposée par le reste de l'appareillage. Réf.(1).

A cette fréquence et pour un parcours dans le sol de l'ordre du kilomètre l'amplitude de la composante de champ électrique mesurable est relativement faible (par exemple lors des expériences du Perray en Yvelines où nous avons essayé notre appareil sur le terrain, nous recevions aux bornes de l'antenne une tension comprise entre 200 μ V et 900 μ V crête à crête pour un courant émis de 20 ampères crête à crête correspondant à une puissance d'environ 1 kW).

Pour ces valeurs de la tension d'entrée du récepteur, les différentes sources de bruit que peut capter l'antenne de réception perturbent la mesure.

Le signal à mesurer peut être aisément séparé des parasites à haute fréquence et d'origine radioélectrique (émetteurs de radiodiffusion) par filtrage passe-bas. Nous ne nous intéressons donc qu'aux parasites de la gamme basse fréquence. Réf.(2).

La principale source de bruit est de nature industrielle ; il s'agit du rayonnement des lignes de transport de force électrique et du courant de déséquilibre entre phases du réseau de distribution basse tension injectés dans le sol par les prises de terre des postes de transformation desservant les usagers en basse tension. Ce bruit donne des raies parasites à 50 Hz et aux fréquences harmoniques principalement impaires de la fréquence du secteur. Ces raies sont modulées aléatoirement par les variations de charge du réseau

ce qui crée de nombreuses raies latérales de modulation ; ceci explique la largeur souvent importante des raies de secteur se pressant autour des fréquences harmoniques du 50 Hz lorsque l'on effectue l'analyse spectrale du bruit recueilli aux bornes de deux piquets plantés sur un terrain même éloigné des lignes de transport de force.

La deuxième source de bruit est constituée par les parasites atmosphériques provenant principalement des formations orageuses. L'intensité et le nombre des décharges varie considérablement avec la région, la saison et même l'heure. Ces décharges de nature impulsive ont un spectre très étendu en fréquence comprenant en particulier des fréquences basses ; de ce fait il est impossible de les éliminer totalement dans les appareils de mesure (impulsions d'amplitude pouvant atteindre quelques volts aux bornes d'une antenne constituée de deux piquets éloignés de 10 mètres, durée de l'ordre de plusieurs ms).

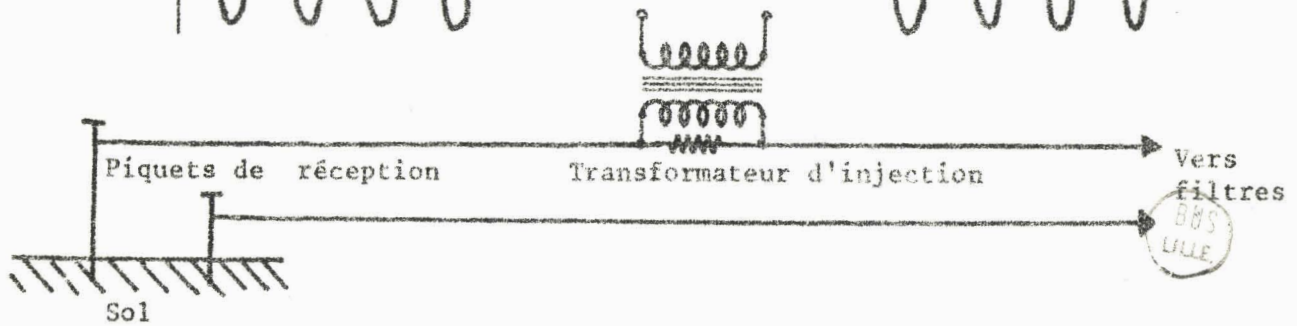
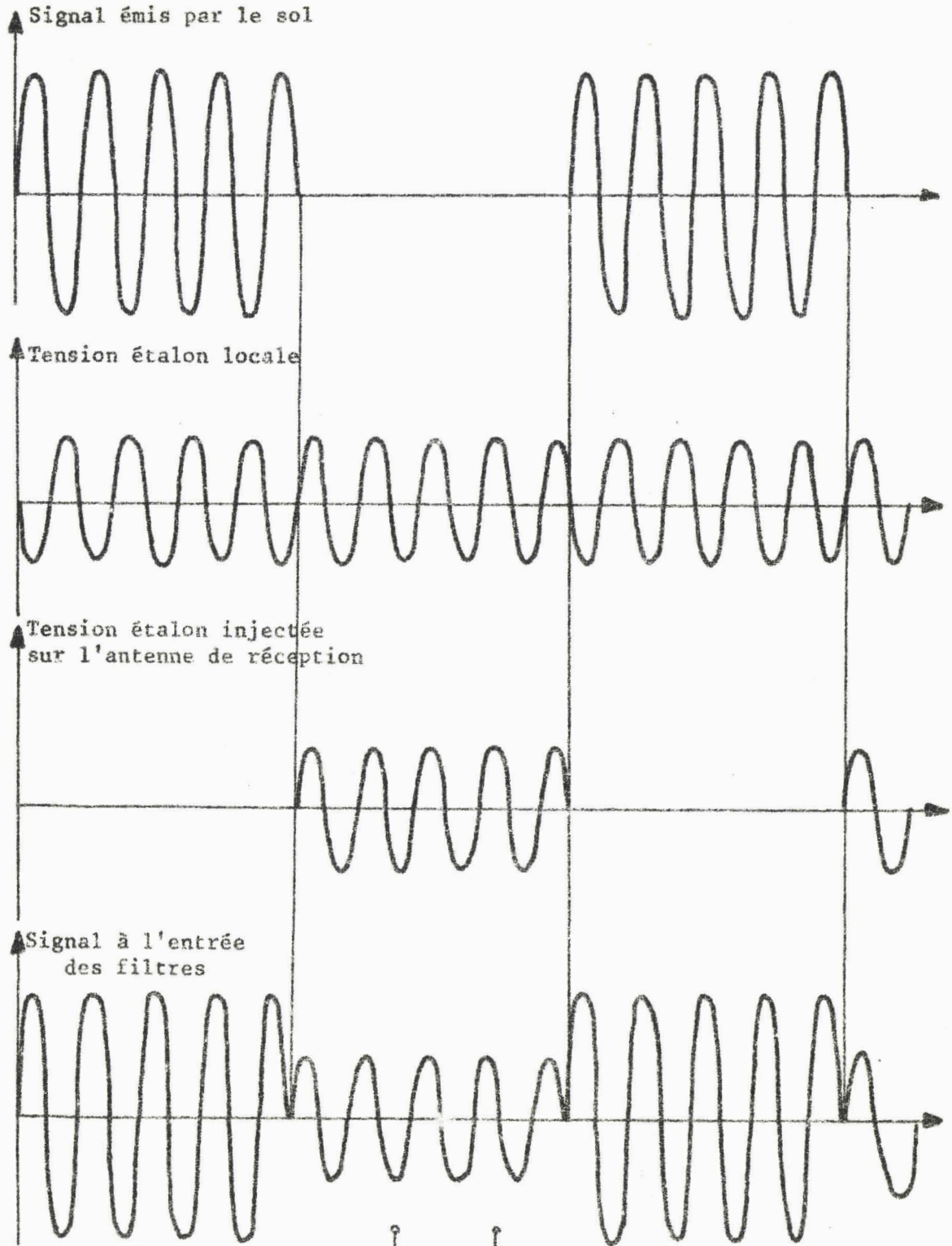
Le sol a enfin son bruit propre constitué par les courants telluriques à très basse fréquence et par des microséismes observables principalement dans les carrières. Dans notre cas le bruit propre du sol peut être négligé, le récepteur étant accordé sur 312,5 Hz sera insensible aux courants telluriques.

Le tableau suivant résume les conditions réelles de mesure (antenne de réception de 10 m).

Signal à mesurer	Secteur 50 Hz et harmoniques	parasites atmosphériques et bruit propre du sol.
Sinusoïdal Fréquence 312,5 Hz Amplitude A_0 $100 \mu V < A_0 < 100 mV$	10 mV efficaces à 1 mV minimum largeur des raies 2 à 3 Hz	Impulsions durée qq ms amplitude pouvant atteindre qq volts

Nous donnons (figure 2) le spectre de bruit basse fréquence capté par une antenne électrique sur un terrain d'expériences à Phalempin, Nord ; l'analyseur de spectre utilisé donne une déviation proportionnelle au logarithme de l'énergie comprise dans une bande de fréquence de largeur 10 Hz autour de la fréquence analysée.

INJECTION DE LA TENSION ETALON LOCALE SUR L'ANTENNE
DE RECEPTION



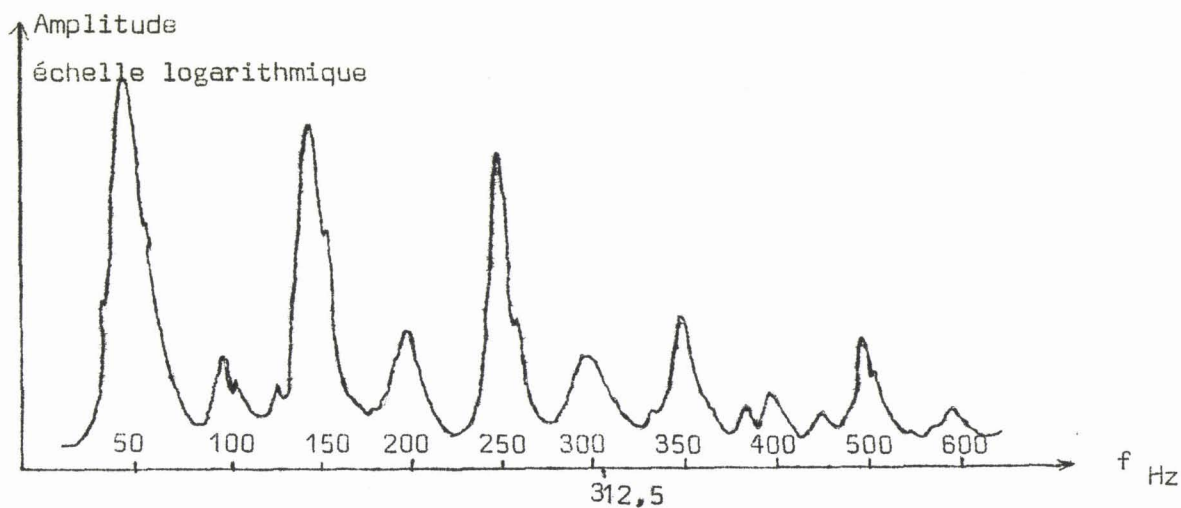


Figure.2.

Lors d'une mesure expérimentale sur le terrain nous trouvons donc deux sources principales de parasites auprès desquelles les autres sources de bruit tel le bruit propre des étages d'entrée du récepteur sont en général négligeables (sur notre récepteur le bruit ramené à l'entrée est inférieur au μV). En conséquence, la longueur ℓ de l'antenne de réception est sans influence sur le rapport signal sur bruit dès que $\ell > \ell_0$ (par exemple $\ell_0 = 1\text{m}$)

I.2.2. Injection du signal local étalonné sur l'antenne

De par son principe de fonctionnement notre récepteur permet de comparer le signal inconnu à un signal local d'amplitude étalonnée et de fréquence identique au premier.

L'antenne de réception est constituée de deux piquets plantés dans le sol ; l'un des piquets est réuni à la masse du récepteur, le second à l'entrée du récepteur. Nous avons intercalé entre l'entrée du récepteur et le second piquet les deux bornes du secondaire d'un transformateur. Ce transformateur est excité par la source de signal local étalonné pendant la séquence d'interruption du signal à mesurer ; l'impédance ramenée au secondaire par la source locale est faible devant l'impédance d'entrée du récepteur (rapport 1Ω à $10 \text{k}\Omega$). L'impédance vue par les piquets est bien sûr la même, qu'il s'agisse de la séquence de réception du signal à mesurer, ou du signal local. Le bruit capté par l'antenne est donc appliqué en permanence au récepteur ceci permet de faire travailler le récepteur dans les mêmes conditions quelle que soit la séquence de fonctionnement.

I.2.3. Organigramme de la chaîne de réception

Le récepteur est constitué par un filtre amplificateur directement attaqué par le signal et le bruit, puis par un détecteur linéaire et par un intégrateur opérationnel réunis suivant le schéma ci-après.

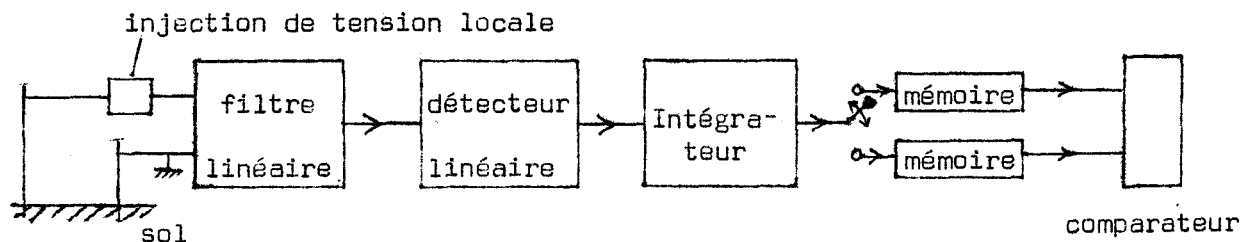


Figure.3.

Nous allons par la suite examiner le rôle de chacun des éléments de la chaîne de réception pris séparément et préciser la manière dont il contribue à extraire le signal du bruit.

I.3. INFLUENCE DU FILTRAGE LINEAIRE ET DE LA DETECTION SUR LE SIGNAL ET SUR LE BRUIT

I.3.1. Filtrage linéaire (Réf.3. p. 122-159 - Réf.4 et Réf. 5. p. 31-86)

Le signal capté par l'antenne de réception est appliqué à un amplificateur sélectif qui joue le rôle de filtre ; ce filtre transmet une bande de fréquence de largeur 2 Hz centrée sur la fréquence f_0 du signal à mesurer (312,5 Hz). L'atténuation de ce filtre est très importante en dehors de la bande passante (28 dB pour $+ ou - \frac{f_0}{30}$ autour de f_0). Par la suite nous faisons l'approximation que ce filtre est assimilable à un filtre de bande passante rectangulaire de largeur $B = 2$ Hz et de gain $H(f)$ pour des signaux de fréquence f (donc dans la bande passante $H(f) = k = Cte$).

Le signal est donc transmis avec le gain k par le filtre. Le bruit capté par l'antenne n'est pas de nature gaussienne^{*} ; il n'est pas non plus stationnaire^{**}. Nous faisons cependant l'hypothèse que le bruit reste stationnaire pendant la durée d'un cycle complet soit 4 secondes, temps correspondant à la réception d'une séquence de signal utile et d'une séquence de signal local. Cette hypothèse s'est révélée justifiée par les mesures expérimentales.

^{*}On dit qu'un bruit est de nature gaussienne, si sa distribution en amplitude obéit à une loi de Gauss

^{**}On dit qu'une fonction aléatoire est stationnaire si la valeur moyenne $\overline{x(t)}$ de cette fonction est inchangée par une translation dans le temps.

Si nous considérons que l'on a réussi à définir à l'entrée du récepteur l'intensité spectrale $N_0(f)$ du bruit, on obtient à la sortie du filtre, un bruit dont l'intensité spectrale est :

$$N(f) = H^2(f) \cdot N_0(f) \quad (1)$$

D'où en sachant que le filtre ne transmet que des signaux de fréquence comprise entre $f_0 + B/2$ et $f_0 - B/2$, l'expression de N , puissance de bruit après filtrage :

$$N = \int_{f_0 - B/2}^{f_0 + B/2} N(f) df = \int_{f_0 - B/2}^{f_0 + B/2} N_0(f) H^2(f) df = k^2 \sigma^2 \quad (2)$$

avec :

$$\sigma^2 = \int_{f_0 - B/2}^{f_0 + B/2} N_0(f) df \quad (3)$$

σ^2 est la puissance de bruit comprise dans la bande passante du filtre. La conclusion évidente est qu'il y a intérêt à réduire au maximum la bande passante du filtre pour réduire la puissance de bruit qui se superpose, après filtrage, au signal utile.

Pour parler d'intensité spectrale du bruit, cela suppose qu'il n'y ait pas d'impulsions aléatoires (dues aux orages par exemple) à l'entrée du récepteur ; on fait alors l'hypothèse que le bruit sans les impulsions est de nature gaussienne. Toutefois, une propriété très intéressante des filtres à bande étroite est qu'ils tendent à rendre en partie à un bruit quelconque une nature gaussienne : on utilisera après le filtre la notion de bruit de nature gaussienne (Réf.6.)

On définit également le rapport signal sur bruit z ou rapport entre la puissance du signal utile et la puissance de bruit.

Le rapport signal sur bruit après filtrage devient donc :

$$z = \frac{k^2 a_0^2}{2 k^2 \sigma^2} = \frac{a_0^2}{2 \sigma^2} \quad (4)$$

où a_0 est l'amplitude du signal utile et σ^2 est définie par la relation (3).

Le signal après filtrage attaque le détecteur.

I.3.2. Détection

Nous avons choisi d'utiliser la détection linéaire pour séparer le terme ka_0 de la sinusoïde $ka_0 \sin 2 \pi f_0 t$, car pour un rapport signal sur bruit à l'entrée suffisant, on obtient les mêmes résultats qu'avec un détecteur synchrone (Réf.7. p.212-235).

Supposons que l'intensité spectrale du signal parasite attaquant le détecteur soit constante. Le spectre du signal attaquant le détecteur a donc l'allure de la figure 4. Le spectre du signal détecté est modifié par la détection et devient analogue à celui représenté figure 5. (Réf.8.)

Le spectre du signal détecté se décompose comme suit :

- un terme continu dû au redressement du signal sinusoïdal, d'amplitude $km a_0$ où :

- . k est le gain du filtre précédant le détecteur,
- . m un facteur de proportionnalité caractéristique du détecteur,
- . a_0 l'amplitude de signal sinusoïdal à mesurer.

- un terme continu dû au redressement de chacune des composantes harmoniques du bruit, d'amplitude $km a_0 \frac{1}{4z}$

- un spectre rectangulaire dû au redressement des battements de chacune des composantes du bruit avec le signal, sa largeur est la moitié de celle du spectre du signal parasite d'entrée*

- et enfin, un spectre d'allure triangulaire dû au redressement du battement de chacune des composantes, de fréquence différente, du bruit, entre elles.

Dans le cas où $z = 10$, auquel nous nous limitons volontairement ici, la puissance parasite après détection est égale à $k^2 m^2 \sigma^2$, où σ^2 désigne la puissance parasite totale à l'entrée du détecteur. La conséquence en est que le rapport signal sur bruit après détection z' est doublé ; d'autre part on peut négliger la partie de spectre détecté, d'allure triangulaire qui ne contient que quelques pour cent de l'énergie parasite totale (Réf.8. p.370)

En conclusion nous pouvons dire que si le rapport signal sur bruit avant détection, z est supérieur ou égal à 10 :

- le rapport signal sur bruit après détection devient $z' = \frac{a_0^2}{\sigma^2} = 2 z$

*Ceci implique évidemment que le signal soit centré au milieu de la bande passante des filtres précédant la détection.

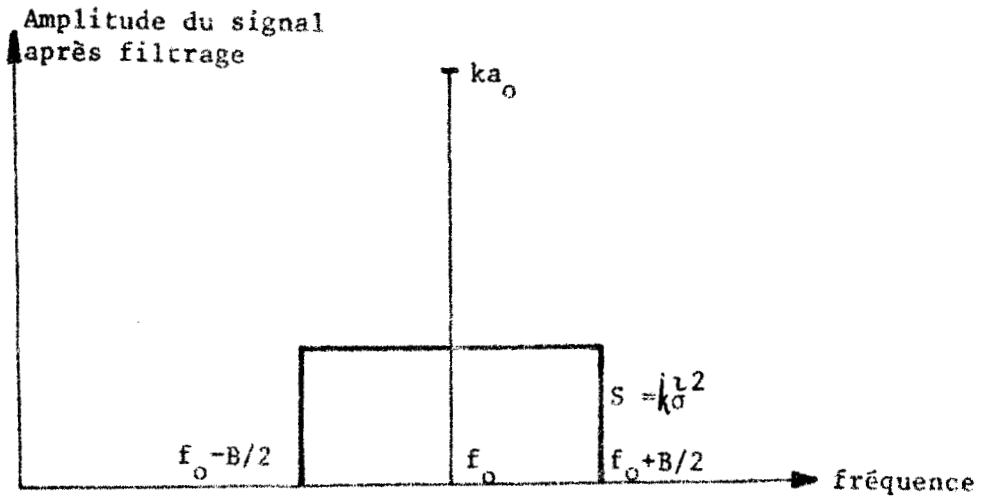


Figure 4

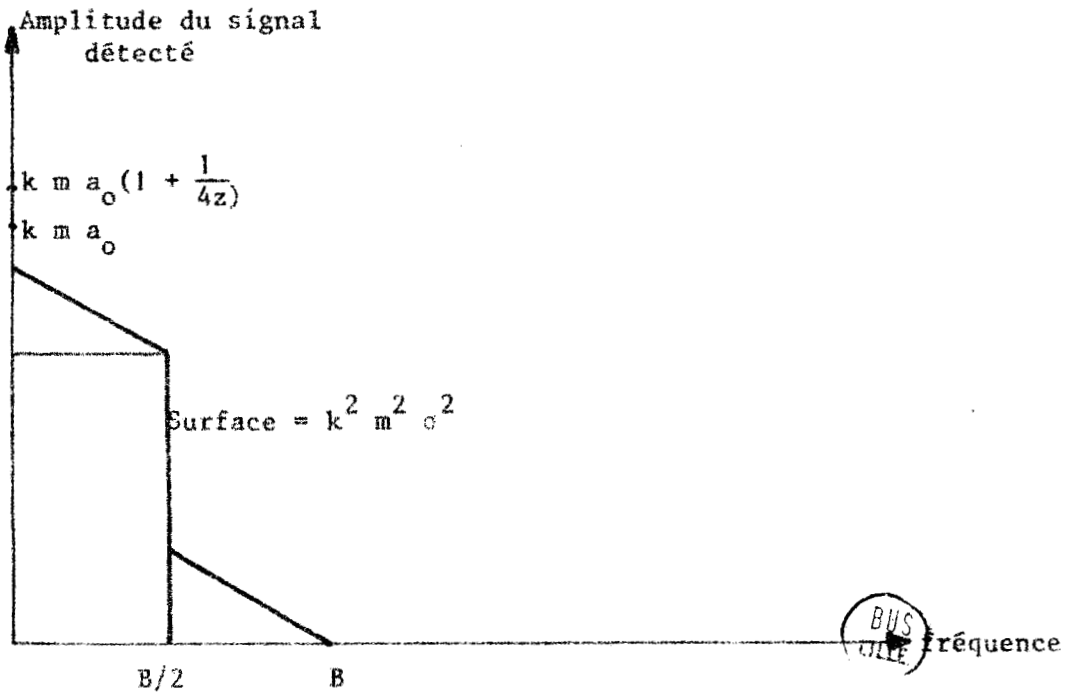


Figure 5

- la détection ne modifie pas la nature gaussienne du bruit ; on peut en effet dans ce cas affirmer que l'énergie parasite après détection résulte seulement du battement du signal avec les différentes composantes harmoniques du bruit. Le détecteur linéaire agit alors comme un détecteur synchrone en faisant une translation dans l'échelle des fréquences de l'ensemble du signal et du bruit, le signal utile étant alors centré sur la fréquence 0.
- le signal continu, détecté, est perturbé par une énergie fluctuante qu'il serait possible d'éliminer par une intégration de constante de temps infinie. Cette énergie fluctuante est répartie uniformément depuis la fréquence 0 jusqu'à la fréquence $B/2$ où B désigne la largeur de la bande passante du filtre placé avant le détecteur* ; si $k^2 m^2 n_0$ désigne l'intensité spectrale du bruit détecté, l'énergie parasite est :

$$B/2 k^2 m^2 n_0 = k^2 m^2 \sigma^2$$

- le signal détecté contient en outre un terme continu dû au bruit détecté, qu'il est impossible à priori d'isoler du signal utile. Cependant nous verrons par la suite que le procédé de comparaison qui est la base du fonctionnement de notre récepteur permet d'éliminer effectivement cette composante continue du bruit détecté, à condition évidemment que le bruit reste stationnaire durant au moins deux séquences de 2 secondes, consécutives.

Nous pouvons donc appliquer au signal et au bruit détectés la théorie du filtrage adapté qui n'est utilisable que pour un signal dont l'enveloppe est connue et pour un bruit gaussien d'intensité spectrale connue également.

* Nous montrons (annexe 1) que si la répartition spectrale en amplitude du bruit avant détection varie linéairement en fonction de la fréquence, et dans l'hypothèse d'un rapport signal sur bruit suffisant le spectre de sortie du détecteur tend à devenir rectangulaire.

I.4. ROLE DE L'INTEGRATEUR (Réf.3. p. 256-278 et Réf.9.) (annexe III)

Le signal détecté est superposé à un bruit de spectre rectangulaire de largeur $B/2$ et de hauteur que nous appelons $k^2 m^2 n_0$. Le signal appliqué à l'intégrateur contient donc le signal utile d'enveloppe rectangulaire et le bruit d'intensité spectrale connue $k^2 m^2 n_0$ et de puissance totale $k^2 m^2 n_0 B/2$.

Le filtre adapté à un signal continu d'enveloppe rectangulaire $y(t)$ définie par :

$$\left. \begin{array}{l} y(t) = A \quad \text{pour} \quad 0 < t < T \\ y(t) = 0 \quad \text{pour} \quad t < 0, \quad t > T \end{array} \right\} \text{ de spectre } u(f)$$

et à un bruit dont l'intensité spectrale $W(f)$ est constante, peut être défini par sa réponse impulsionnelle :

$$\begin{array}{l} h(t) = A \quad \text{pour} \quad 0 < t < T \\ h(t) = 0 \quad \text{pour} \quad t < 0 \quad \text{et} \quad t > T \end{array}$$

C'est donc bien un intégrateur parfait remis à zéro au bout du temps de fonctionnement T . L'instant de mesure est l'instant T_s qui précède immédiatement l'instant T , et donc, la remise à zéro.

En appliquant la théorie du filtre adapté, on peut alors calculer le rapport signal sur bruit z'' à l'instant T_s : si P_s désigne la puissance du signal utile et $W(f)$ l'intensité spectrale du bruit, le rapport signal sur bruit après filtrage adapté est :

$$z'' = \frac{P_s \times T_s}{W(f)} \quad \text{soit ici avec} \quad W(f) = k^2 m^2 n_0 = \text{Cte}$$

$$z'' = \frac{k^2 m^2 a_0^2 \times T}{k^2 m^2 n_0} \tag{5}$$

Après détection le rapport signal sur bruit z' était :

$$z' = \frac{k^2 m^2 a_0^2}{k^2 m^2 \sigma^2} = \frac{a_0^2}{\frac{B}{2} \times n_0} \tag{6}$$

Ce rapport devient après filtrage adapté : $z'' = \frac{a_0^2 \times T}{n_0}$; il est donc

multiplié par un facteur $T.B/2$ où T est le temps d'intégration du signal, et B la bande passante du filtre qui précède la détection ; dans notre cas $T = 2$ s, $B = 2$ Hz. Le rapport signal sur bruit est multiplié par 2 par l'intégrateur. Ce résultat est important. Pour obtenir le même résultat sans filtrage adapté il aurait fallu avec un filtrage plus fort avant détection, utiliser des filtres à l'entrée de bande passante $B/2$ soit ici 1 Hz à 312,5 Hz ou encore obtenir des coefficients de qualité équivalents très importants (300) ce qui entraîne plusieurs inconvénients, notamment pour la stabilité de l'accord des filtres (Réf.10).

En résumé nous pouvons dire que le rapport signal sur bruit à la sortie de notre récepteur est équivalent à celui d'un récepteur possédant des filtres ordinaires de bande passante égale à la moitié de la bande passante des filtres placés à l'entrée soit ici 1 hz, pour affirmer cela il faut bien sûr que plusieurs conditions soient réalisées.

Conditions de validité du fonctionnement en filtre adapté

a) La principale hypothèse que nous avons faite pour parler de filtrage adapté consiste à dire que l'enveloppe du signal qui attaque ce filtre est rectangulaire. Ceci peut être vrai dans le cas où le filtre d'entrée a une bande passante suffisamment large qui ne déforme pas l'enveloppe du signal.

La bande passante du filtre que nous avons placé à l'entrée du récepteur est, nous l'avons vu, de 2 Hz, l'enveloppe du signal à l'entrée de ce filtre est rectangulaire, et la fréquence du signal est la fréquence centrale du filtre.

Le signal à la sortie du filtre ne peut donc être considéré comme ayant une enveloppe rectangulaire tant que le régime permanent de fonctionnement n'est pas atteint. Or, toutes les deux secondes, il y a une variation instantanée du signal appliqué au filtre (amplitude et phase). Nous ne pouvons donc rien dire de la tension de sortie du filtre pendant l'établissement du régime permanent, c'est-à-dire pendant un temps de fonctionnement τ voisin de $\frac{1}{B}$ s où B désigne la bande passante du filtre d'entrée, exprimée en hertz.

Ceci oblige donc à ne pas appliquer la tension détectée à l'intégrateur tant que le temps τ compté à partir du début de la séquence en cours ne s'est pas écoulé. Le temps de réponse τ du filtre d'entrée est : $\tau = 0,5$ s.

Le temps d'intégration ne pourra donc dans ces conditions dépasser 1,5 s pour une séquence de durée totale 2 s.

Le rapport signal sur bruit à la sortie de l'intégrateur n'est donc plus que $z'' = 1,5 \cdot \frac{B}{2} z'$, où :

- B est la bande passante du filtre d'entrée
- z' le rapport signal sur bruit à l'entrée du filtre adapté
- 1,5 s est le temps réel d'intégration (maximum possible).

D'où $z'' = 1,5 z'$ au maximum. En réalité, en tenant compte du temps de charge des mémoires, le temps d'intégration est de 1,408 s, donc l'intégrateur multiplie le rapport signal sur bruit par 1,4.

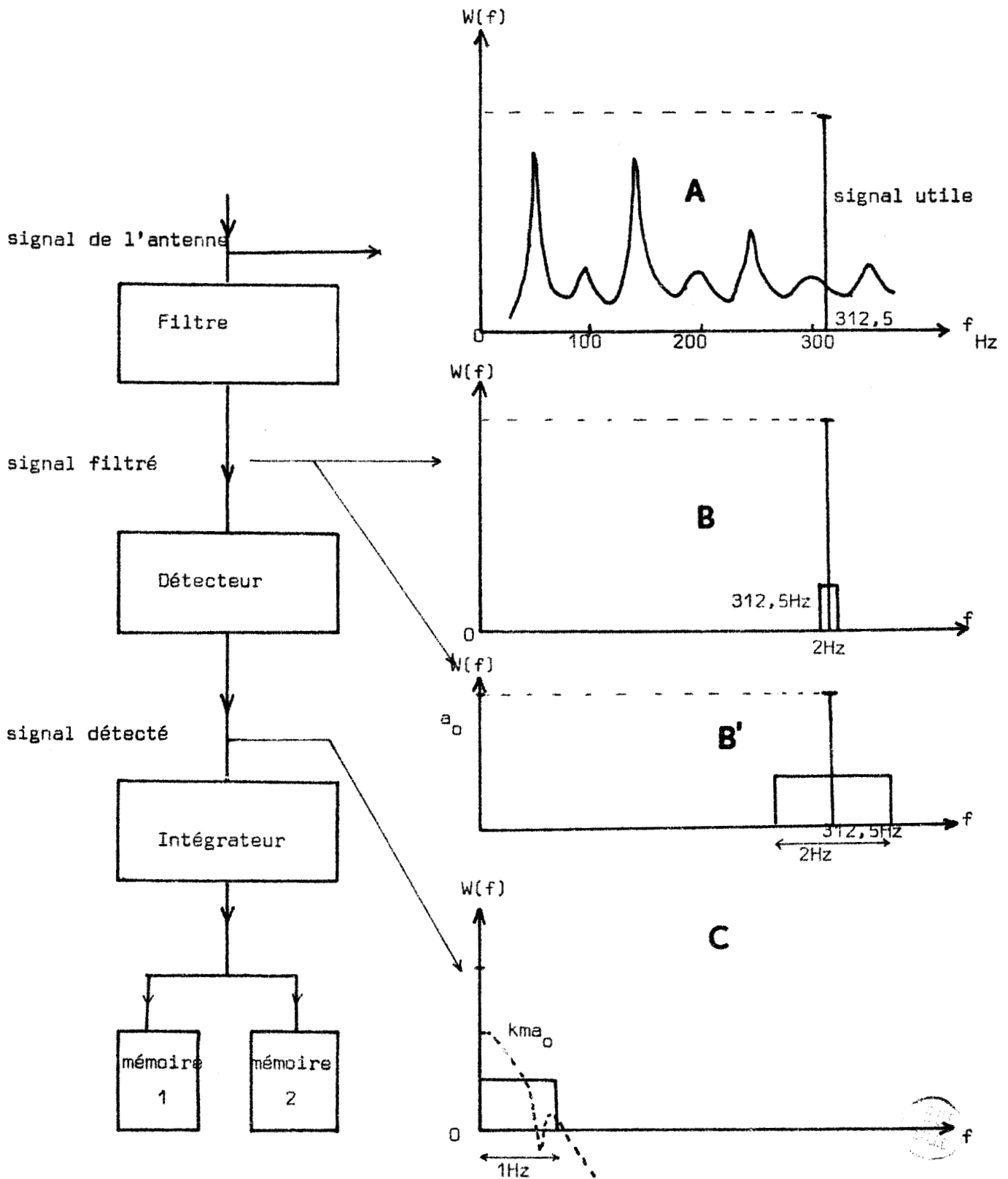
b) Une autre hypothèse que nous avons faite concerne les propriétés statistiques simples du bruit (bruit stationnaire, gaussien, blanc).

Quand le bruit à l'entrée du filtre est de nature impulsionnelle il devient difficile de parler de spectre de bruit et donc de calculer le filtre adapté correspondant à ce bruit. Le récepteur a alors de moins en moins tendance à se comporter comme un filtre adapté. A la limite le filtre d'entrée peut être excité par chocs et la mesure deviendrait impossible.

Si le bruit n'est pas stationnaire la notion d'intensité spectrale de bruit n'est plus valable. Or la principale source de bruit est le secteur E.D.F. (50 Hz et harmoniques modulés par les ouvertures et fermetures des contacts électriques depuis les points d'utilisation) ; le bruit dû à cette source n'est pas stationnaire au sens strict, mais la variation pendant la durée d'une mesure (4 à 5 séquences de 2 x 2 s au maximum) est lente et ne peut fausser la mesure que dans des cas extrêmes à la limite de sensibilité de l'appareil ; ceci ne s'est jamais produit pendant nos expériences.

c) Une troisième approximation consiste à dire que l'intensité spectrale du bruit détecté est constante, et donc que le spectre de bruit après détection est rectangulaire. Si l'intensité spectrale du bruit avant filtrage est constante en fonction de la fréquence, ou si elle varie de façon linéaire en fonction de la fréquence, le spectre du signal détecté pourra être considéré comme rectangulaire pourvu que le rapport signal sur bruit avant détection soit au moins égal à 10^* . Or, nous prétendons faire la mesure

*Annexe 1



Evolution du spectre du signal et du bruit dans le récepteur

- A. Signal sur l'antenne
- B. Signal après filtrage
- B'. Signal filtré après dilatation de l'échelle des fréquences
- C. Signal détecté - en pointillé : fonction de transfert de l'intégrateur

avec une erreur due au bruit inférieure à 1 %. Ceci suppose que le rapport signal sur bruit final z'' soit au moins de 100 et donc comme l'ensemble détecteur filtre adapté, ne peut améliorer le rapport signal sur bruit que d'un rapport $2 \times 1,4 = 2,8$, pour faire la mesure avec une erreur de 1 % due au bruit comme l'impose le cahier des charges, il est nécessaire d'obtenir après filtrage $z = 36$ pour avoir $z'' \geq 100$; ceci permet dans tous les cas de négliger la contribution des battements du bruit avec lui même dans l'expression de la fonction densité spectrale du bruit après détection; en conséquence à un spectre de bruit rectangulaire à l'entrée du détecteur correspond un spectre du bruit détecté, rectangulaire, également.

En résumé nous pouvons dire que, si les conditions énumérées ci-dessus sont réalisées, le récepteur fonctionne presque toujours en filtre adapté donc dans les meilleures conditions d'indépendance vis à vis du bruit.

Les cas où ce mode de fonctionnement n'est plus réalisé correspondent à des cas limites pour lesquels l'erreur due au bruit est déjà bien supérieure à 1 %; pour améliorer encore la mesure il faudrait émettre le signal balisé pendant des séquences plus longues.

Ce type de mesure permet cependant d'éviter plusieurs erreurs systématiques; nous en donnons les principales dans la suite.

I.5. ERREURS SYSTEMATIQUES DE MESURE ELIMINEES PAR L'APPAREIL

I.5.1. Gain

Le récepteur fait la comparaison du signal à mesurer et du signal local, "traités", par la même chaîne de réception.

Il n'est donc pas utile pour faire une mesure précise de connaître le gain du récepteur. Ce qui est nécessaire c'est que le gain soit constant pendant la durée d'au moins un cycle de deux fois deux secondes, c'est-à-dire pendant une séquence de réception, et bien sûr que la tension étalon locale soit connue avec précision.

Le filtre d'entrée est réalisé à partir d'amplificateurs sélectifs dont la dérive de gain est de l'ordre de $2 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{C}$. Cette dérive n'est pas gênante car les variations de température ambiante, par ailleurs compensées par l'inertie thermique de l'enceinte fermée dans laquelle est placé le récepteur, n'atteignent jamais $5 \text{ } ^\circ\text{C}$ en 4 secondes, ce qui provoquerait

un dérive de gain de 1 % seulement.

Cependant avec un récepteur n'utilisant pas le procédé de comparaison il est nécessaire de stabiliser le gain à mieux que 1 % pour 50 °C de variation (écart maximum de température que l'on a mesuré dans la camionnette, non isolée thermiquement, utilisée pour les expériences sur le terrain) ou de faire un étalonnage assez fréquent du gain pendant une série de mesures.

L'avantage ainsi obtenu par rapport à un récepteur ordinaire est considérable car l'étalonnage permanent que nous réalisons permet d'éviter toutes les dérives dues aux variations du gain (accord du filtre). (Réf. 9, p. 51-62).

I.5.2. Impédance d'entrée du récepteur ~ figure 6.

Un autre avantage de notre récepteur est de rendre la mesure indépendante du diviseur de tension constitué par la résistance entre les piquets d'antenne et par l'impédance d'entrée du filtre attaqué par l'antenne.

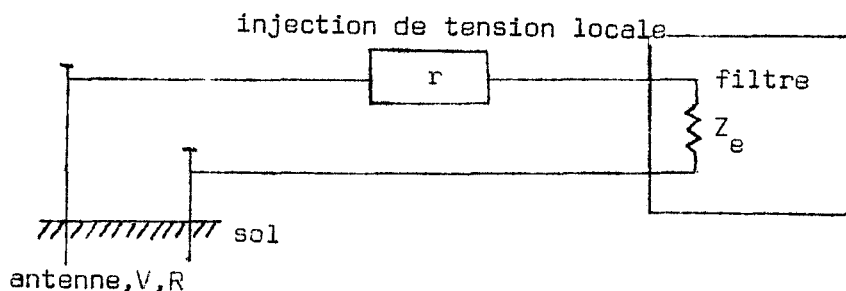


Figure.6.

Le dispositif d'injection de tension étalon est constamment branché sur l'antenne ; l'excitation de ce dispositif n'a lieu que toutes les deux secondes. Soit R l'impédance du générateur de Thévenin équivalent aux piquets, aux bornes duquel on reçoit le signal d'amplitude V ; appelons Z_e l'impédance d'entrée du filtre, et r la résistance du dispositif d'injection de tension étalon ; la tension aux bornes de Z_e est la tension réelle-

ment mesurée par le récepteur, soit u_1 cette tension :

$$u_1 = \frac{V \cdot Z_e}{Z_e + R + r} \quad (7)$$

Si R n'est pas négligeable devant Z_e la tension d'entrée u_1 n'est pas égale à la tension à vide V , la mesure est fautive ; ce cas peut se produire si le récepteur n'utilise pas le procédé de comparaison.

Si par contre, on injecte un signal connu E en série dans l'antenne alors que $V = 0$, on obtiendra la même tension à la sortie de la chaîne si la tension u_2 aux bornes de Z_e est la même que dans le 1er cas, soit :

$$u_2 = \frac{E \cdot Z_e}{Z_e + r + R} = u_1 \quad (8)$$

Il faudra donc que $E = V$ pour obtenir l'équilibre du comparateur.

Dans tous les cas sans connaître r , R et Z_e la mesure est valable.

En pratique, on obtient souvent $R \approx 1000 \Omega$, pour une antenne de longueur 10 mètres ; donc pour un récepteur d'impédance d'entrée faible, la mesure précise de la tension reçue demanderait de tenir compte du diviseur R , Z_e (pour notre récepteur $Z_e \neq 10 \text{ k}\Omega$).

I.5.3. Terme continu détecté dû au bruit

Nous avons vu que la détection d'un signal dans un bruit, donne un terme continu dû au signal seul et un terme continu dû au bruit de valeur $k m a_0 \times \frac{1}{4z}$ (a_0 amplitude du signal sinusoïdal, z rapport signal sur bruit avant détection) ; à ceci est superposée une énergie fluctuante que le filtrage adapté a pour rôle de réduire au maximum.

Quand on a obtenu au bout de quelques séquences de fonctionnement, l'égalité de la tension inconnue et de la tension étalon, si le bruit est stationnaire, pour chacune des séquences le terme continu dû au bruit est le même, son intégrale sur un temps fixe aussi, donc les deux mémoires contiennent l'intégrale du même signal utile et du même signal constant dû au bruit.

Le terme parasite continu est donc éliminé par la comparaison, ce que ne ferait pas un récepteur classique de gain connu ayant à la sortie un volt-mètre continu.

Il apparaît à la suite de cette étude que l'utilisation de ce récepteur se révèle très intéressante. Nous en détaillons la réalisation au chapitre suivant.

CHAPITRE II

REALISATION DU RECEPTEUR

CHAPITRE II

REALISATION DU RECEPTEUR

Le récepteur que nous avons réalisé permet la mesure de l'amplitude d'un signal sinusoïdal balisé. L'enveloppe de ce signal et sa fréquence ont les caractéristiques suivantes :

enveloppe : $\left\{ \begin{array}{l} 2,048 \text{ s} \rightarrow \text{signal d'amplitude constante } A_0 : 100\mu\text{V} < A_0 < 100 \text{ mV} \\ 2,048 \text{ s} \rightarrow \text{pas de signal} \end{array} \right.$
période : 4,096 s.

Fréquence : 312,5 Hz.

Le fonctionnement du récepteur est décrit au premier chapitre (cf. pages 3 et 4 et planche 1). Nous n'avons cependant pas fait figurer les temps de charge des mémoires sur le diagramme de fonctionnement de la planche 1 ; ces temps se retranchent du temps d'intégration à la fin de chaque séquence de 2 s et sont d'une durée de 125 ms ; le diagramme réel de fonctionnement est donné planche XII.ter .

Nous étudions dans ce chapitre la réalisation des différentes parties dont se compose le récepteur en distinguant trois types de circuits :

- 1/ les circuits linéaires classiques (filtres d'entrée, détecteur, tension sinusoïdale étalon)
- 2/ les circuits dont la réponse est fonction de l'état logique d'une ou plusieurs entrées (intégrateur à remise à zéro, injection de signal étalon sur l'antenne, mémoire)
- 3/ les circuits logiques de commande.

Nous avons également réalisé le matériel qui permet la modulation en tout ou rien de l'émetteur et en décrivons le fonctionnement et la réalisation dans ce chapitre.

II.1. CIRCUITS LINEAIRES A CARACTERISTIQUES DE REPONSE INVARIANTE DANS LE TEMPS.

II.1.1. Filtre d'entrée accordé à la fréquence 312,5 Hz (Réf.10).

Ce filtre attaque le détecteur et fournit avec le plus faible signal (100 μ V crête à crête) une tension de sortie de 3 volts. Pour recevoir des signaux de plus forte amplitude on dispose un atténuateur en série dans la chaîne, ceci pour éviter la saturation du filtre (signal maximum 100 mV). Planches IV, V, VI.

Pour obtenir une réjection suffisante des fréquences hors gamme, et un gain suffisant, le filtre se compose de deux amplificateurs sélectifs en cascade. Ces amplificateurs sont réalisés à partir d'amplificateurs opérationnels avec contre réaction par circuit double T selon le schéma suivant:

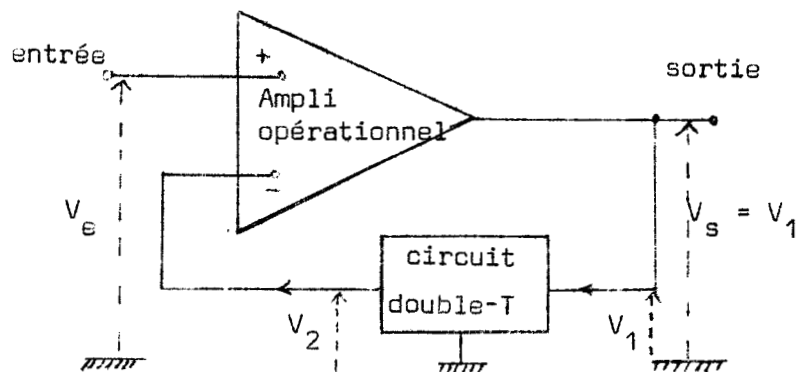


Figure 7

Pour la pulsation $\omega = \frac{1}{RC}$ du signal d'entrée le signal V_2 à la sortie du circuit double T est minimum et de phase nulle par rapport à V_1 ; si α désigne le coefficient de transmission du circuit double T il vient :

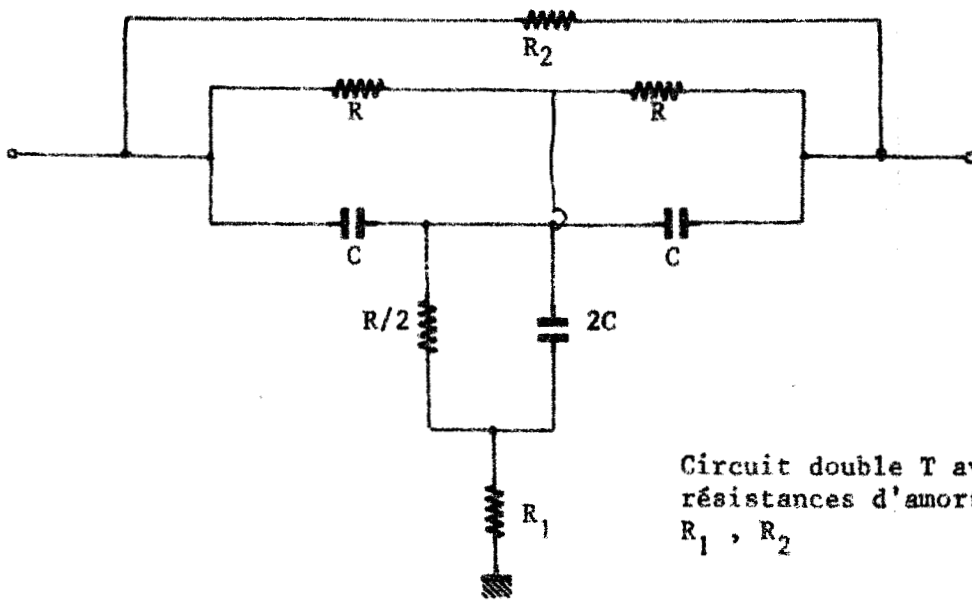
$$V_2 = \alpha V_1 \quad \text{et} \quad V_e = V_2$$

D'où la tension de sortie de l'amplificateur sélectif :

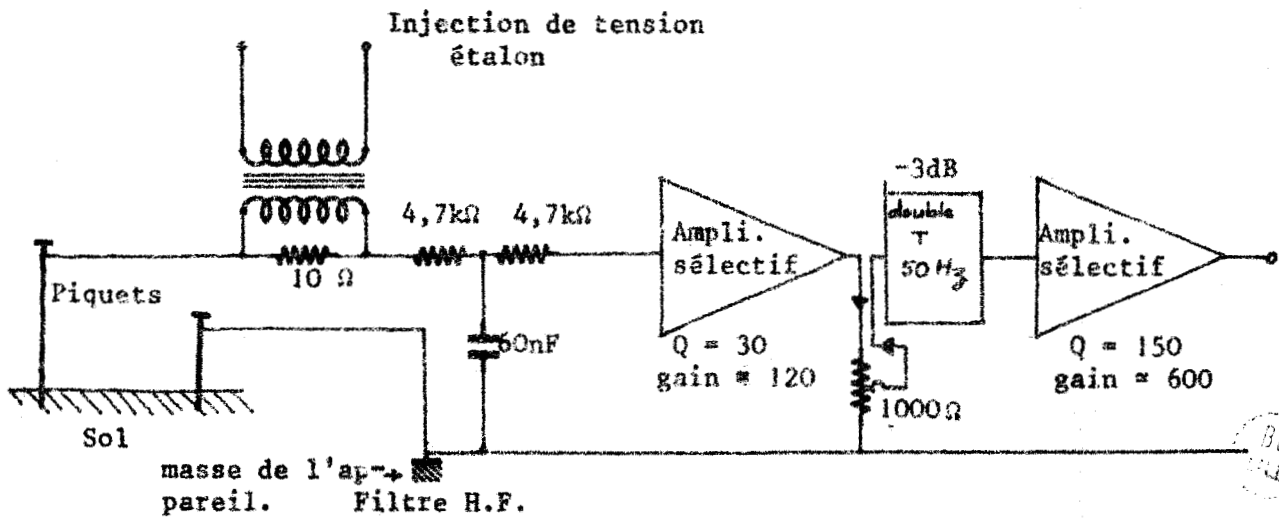
$$V_s = \frac{1}{\alpha} V_e$$

Le gain à l'accord est donc égal à la réjection du circuit double T. Si la fréquence du signal d'attaque est en dehors de la bande passante de

Filtre d'entrée



Circuit double T avec résistances d'amortissement R_1 , R_2



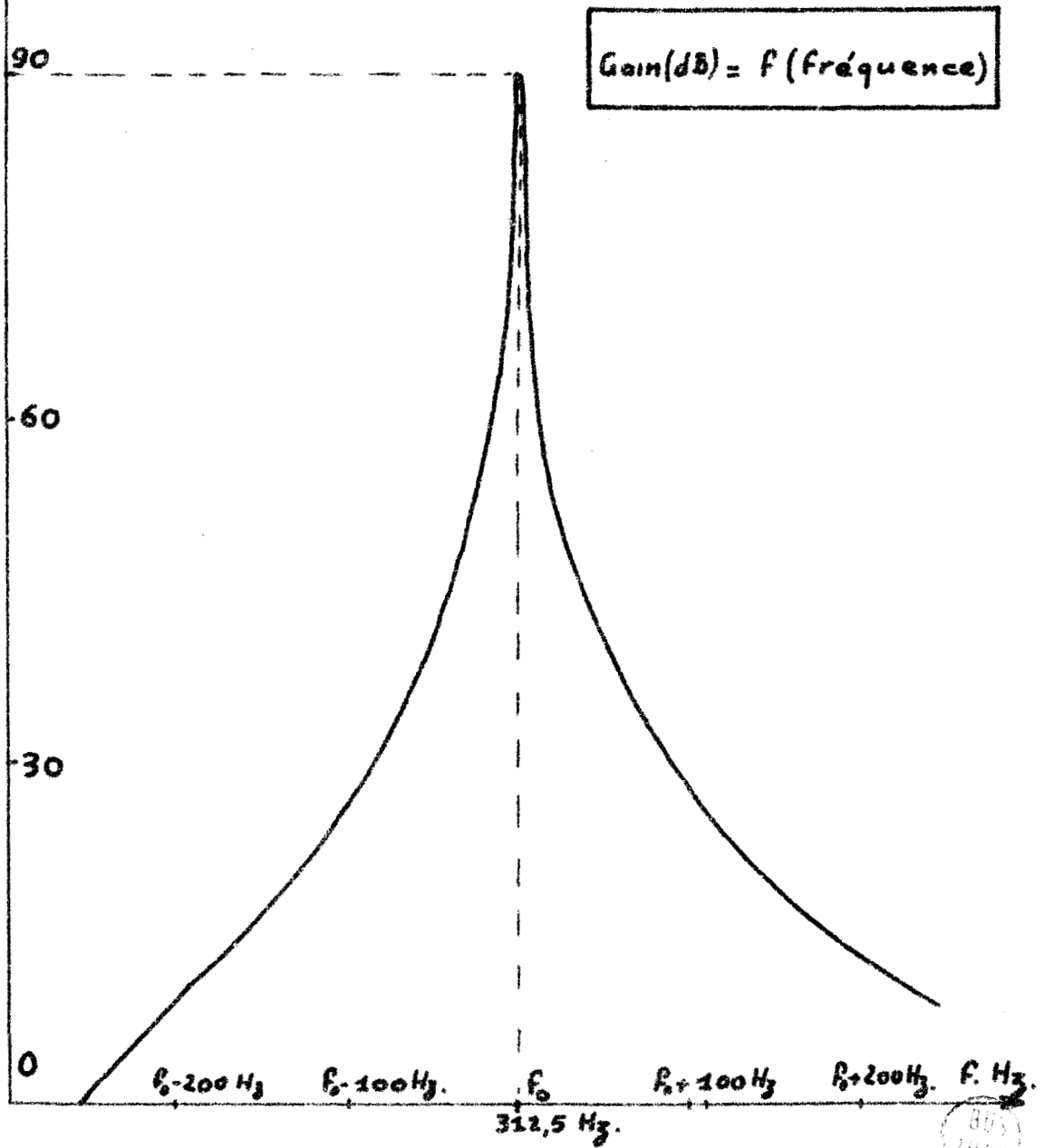
AMPLIFICATEURS : NEXUS SA 1

2e amplificateur

$C = 46\,400\text{ pF}$ polystyrène
 $R = 11\text{ k}\Omega$ (métallique)
 $R_1 = 7\Omega$, $R_2 = \infty$

▲ Gain dB

Courbe de gain du filtre d'entrée



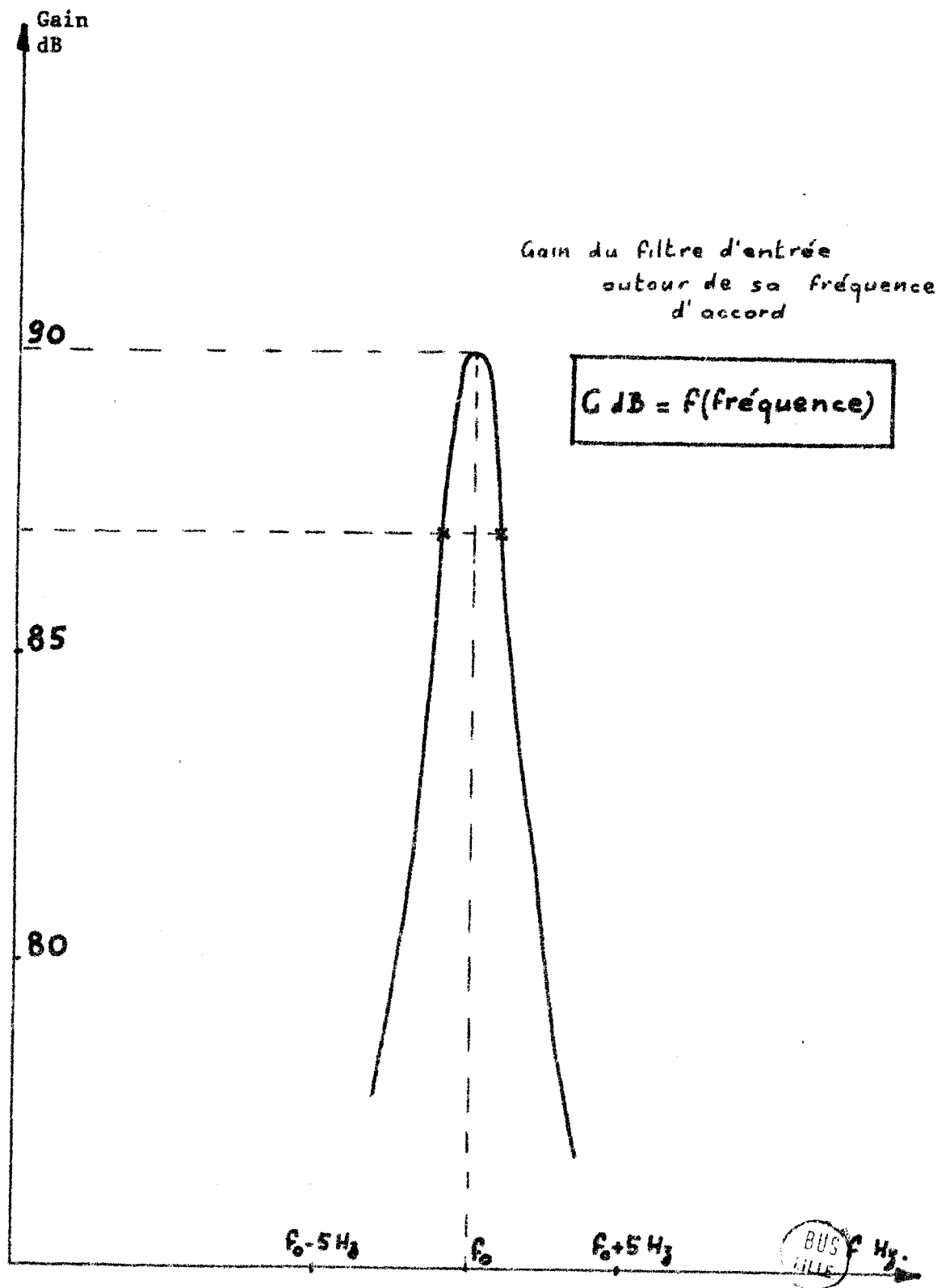


Planche VI

L'amplificateur sélectif la contre réaction est totale, le gain est alors égal à 1.

Le choix de cette solution dans la réalisation des filtres a été dicté par les raisons suivantes :

réalisation simple peu encombrante
coefficient de qualité apparent réglable simplement
stabilité de la fréquence d'accord.

Le premier amplificateur sélectif a un gain de 120 et une bande passante de 10 Hz ; le second un gain de 600 et une bande passante de 2 Hz ; c'est donc ce dernier amplificateur qui détermine la bande passante finale du filtre.

Entre les deux amplificateurs nous avons disposé un circuit double T accordé sur 50 Hz, qui a pour but d'éliminer la fréquence du secteur 50 Hz. A 312,5 Hz le gain de cet élément est de ~ 3 dB environ.

Le gain du filtre est donc de 90 dB maximum et le schéma en est celui décrit planche IV, la tension alternative à la sortie du filtre a comme amplitude maximum 10 V, l'impédance d'entrée est de 10 k Ω , et l'impédance de sortie de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.

(Voir courbe de réponse du filtre planches V et VI).

II.1.2. Détecteur (planche VIII.figure 9)

La détection monoalternance est du type Sylvania, à transistor, une prépolarisation du transistor permet de détecter des tensions alternatives de valeur crête inférieure à la tension de déblocage de la diode base émetteur du transistor.

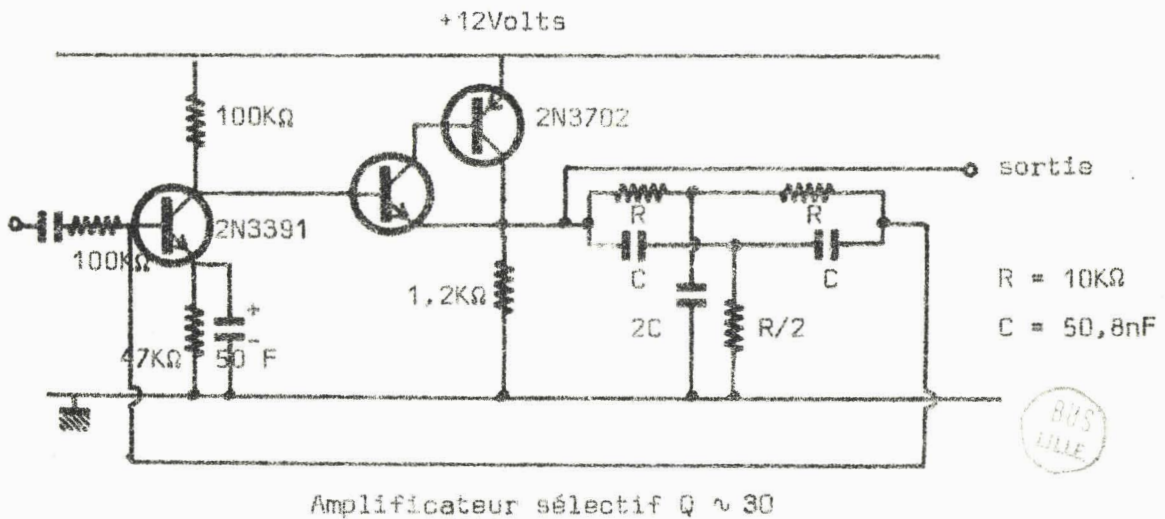
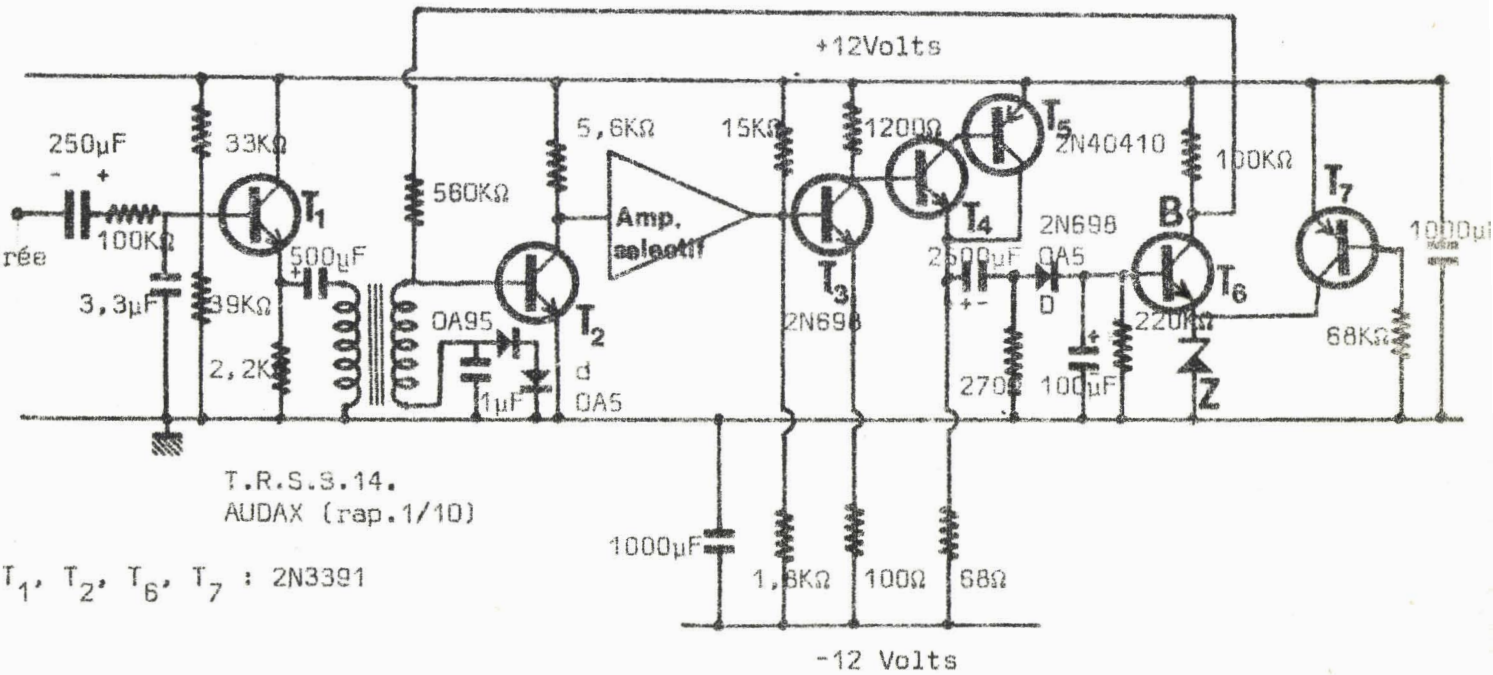
Il faut d'autre part que le transistor détecteur supporte des tensions inverses base émetteur égales à deux fois l'amplitude de la tension à détecter (20 V) ; nous avons donc choisi un transistor du type BCY 34.

Un adaptateur d'impédance isole le détecteur de la suite du montage.

II.1.3. Tension alternative sinusoïdale étalon (planche VII, Réf.11)

L'exactitude de la mesure dépend directement de la source de signal étalon, nous avons donc particulièrement étudié les circuits composant cette partie de l'appareil.

GENERATEUR DE TENSION ALTERNATIVE, SINUSOÏDALE D'AMPLITUDE CONSTANTE



Nous voulons un signal sinusoïdal de fréquence identique à celle du signal d'amplitude inconnue, et d'amplitude stable. Nous utilisons le signal en créneaux délivré par une horloge à quartz ; ce signal attaque un amplificateur sélectif destiné à éliminer les harmoniques du signal d'horloge. L'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur sélectif est asservie à la tension continue, délivrée par un élément référence de tension compensé en température.

Le diagramme de fonctionnement est donc le suivant :

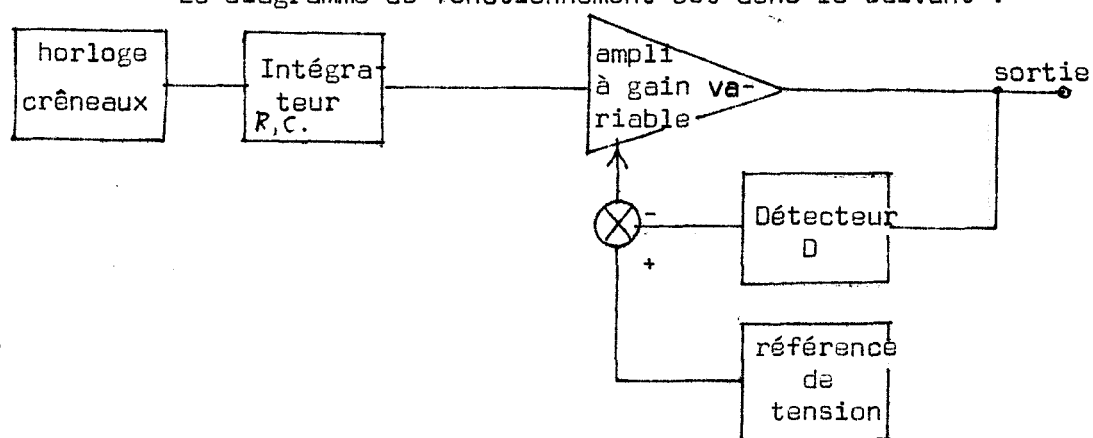


Figure.8.

Le signal de sortie de l'horloge à quartz attaque un amplificateur sélectif dont le gain est contrôlable. Le signal sinusoïdal de sortie, de cet amplificateur attaque un détecteur de crête D. La tension détectée est comparée à la tension délivrée par une source référence de tension continue V. Le signal d'erreur obtenu commande le gain de l'amplificateur sélectif.

Le détecteur de crête D est constitué simplement par une diode au germanium type OA5, chargée par une capacité de 100 μ F, et une impédance équivalent à 100k Ω (220k Ω et la base de T₆ en parallèle).

Pour un tel détecteur on peut obtenir une tension détectée, constante en fonction des variations de température : si la température croît, la diminution de la chute de tension directe, de la diode peut être compensée par un accroissement du courant de saturation inverse, d'où une tension dé-

tectée constante.

On obtient 20 mV de variation de tension détectée autour de 7 volts, pour une variation de température, de 0°C à + 40°C.

Le comparateur et la référence de tension sont confondus (diode Zener Z de 6,8 V et transistor T_6). La diode base émetteur de T_6 compense les variations de tension Zener en fonction de la température (+ 2,3 mV/°C et - 2,3 mV/°C).

L'amplificateur à gain variable T_2 est polarisé en courant ; le rôle des diodes d est d'augmenter la variation apparente de pente de T_2 ; le gain de cet étage peut varier de - 7 à - 30.

La constante de temps de réponse du montage est de 10 secondes ; le montage compense donc les variations lentes telles que les variations de température et les fluctuations de tension d'alimentation, dûes à la décharge des accumulateurs par exemple.

Les performances obtenues par ce montage à tension sinusoïdale de sortie, d'amplitude constante sont :

- signal de sortie : amplitude 7,40 Volts

fréquence 312,5 Hz

distorsion harmonique : 0,2 %

- Variation de l'amplitude :

en fonction de la température 1 % de 0°C à + 40°C

" des tensions d'alimentations : 0,1 % pour
12V ± 10 %

" de l'amplitude du signal d'entrée :
± 0,1 % pour ± 10 % de variation.

II.2. CIRCUITS COMMANDES PAR LES ETATS LOGIQUES D'AUTRES CIRCUITS

Les circuits qui répondent à cette définition sont :

- l'intégrateur avec remise à zéro
- la commande des mémoires
- l'injection sur l'antenne de la tension étalon.

II.2.1. Intégrateur avec remise à zéro ~ planche VIII, fig.9 et 9bis

L'intégrateur est réalisé par bouclage d'un amplificateur opérationnel à effet de champ. C'est le transistor T (fig.8) qui commande l'intégration ; il est monté en interrupteur.

On n'applique la tension détectée à l'intégrateur que pendant les séquences utiles en donnant à l'entrée A la valeur $A = + 3$ Volts, si T est bloqué l'intégrateur conserve la tension de sortie correspondant à l'instant de blocage ($A = -12$ volts).

Le transistor T_2 à effet de champ placé en parallèle sur la capacité d'intégration permet de décharger la capacité C et donc de remettre l'intégrateur à zéro. T_2 conduit si une tension nulle est appliquée en C_1 sur sa grille ; il est bloqué pour $V_{C1} = - 12$ Volts. Rappelons que la sortie de l'intégrateur est toujours positive.

Le fonctionnement de ce circuit laisse apparaître après chaque mise à zéro une tension résiduelle de 1 mV, à la sortie ce qui ne perturbe pas le fonctionnement. D'autre part le courant de fuite du transistor à effet de champ et la résistance parallèle du condensateur d'intégration sont tels que la variation de tension de sortie pour $A = - 12$ Volts, et $C = - 12$ volts et de 1 % de la tension de sortie en 10 mn (maintien de la sortie).

II.2.2. Commande des mémoires ~ planche IX.

Nous avons vu au chapitre I que le récepteur maintient en mémoire, la tension de sortie de l'intégrateur, obtenue à la fin de chaque séquence de fonctionnement.

Ceci est réalisé à partir de deux condensateurs qui sont alternativement connectés à la sortie de l'intégrateur et dont la tension de charge est comparée en permanence par un détecteur de zéro ; cet ensemble est placé dans une enceinte métallique étanche qui supprime les effets néfastes de

SCHEMA DE LA DETECTION ET DE L'INTEGRATEUR

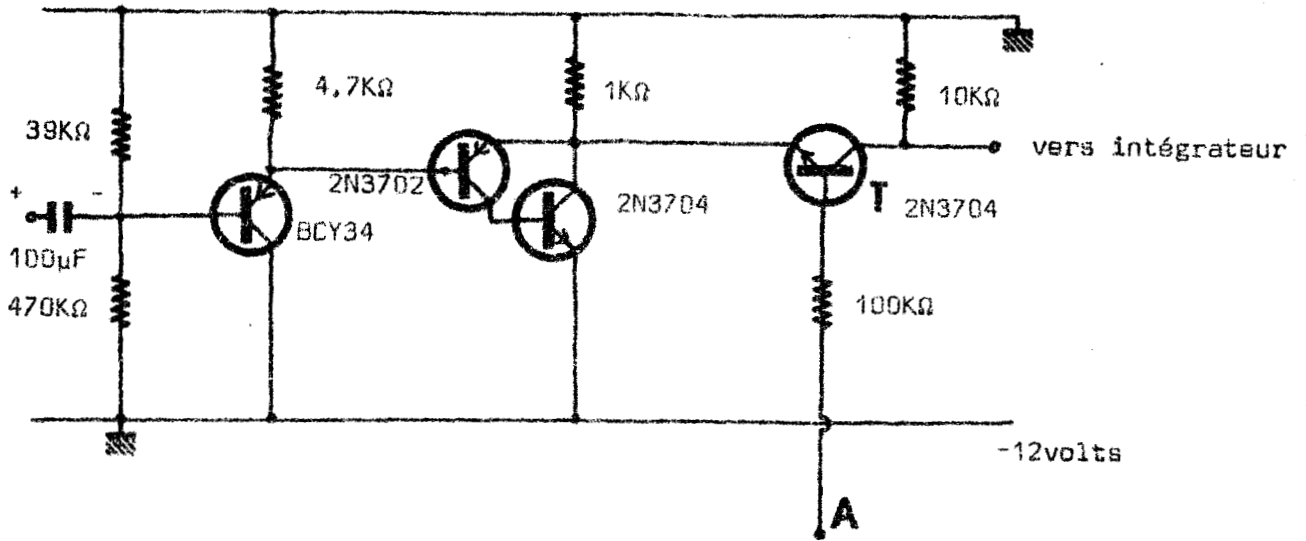


Figure.9.

INTEGRATEUR

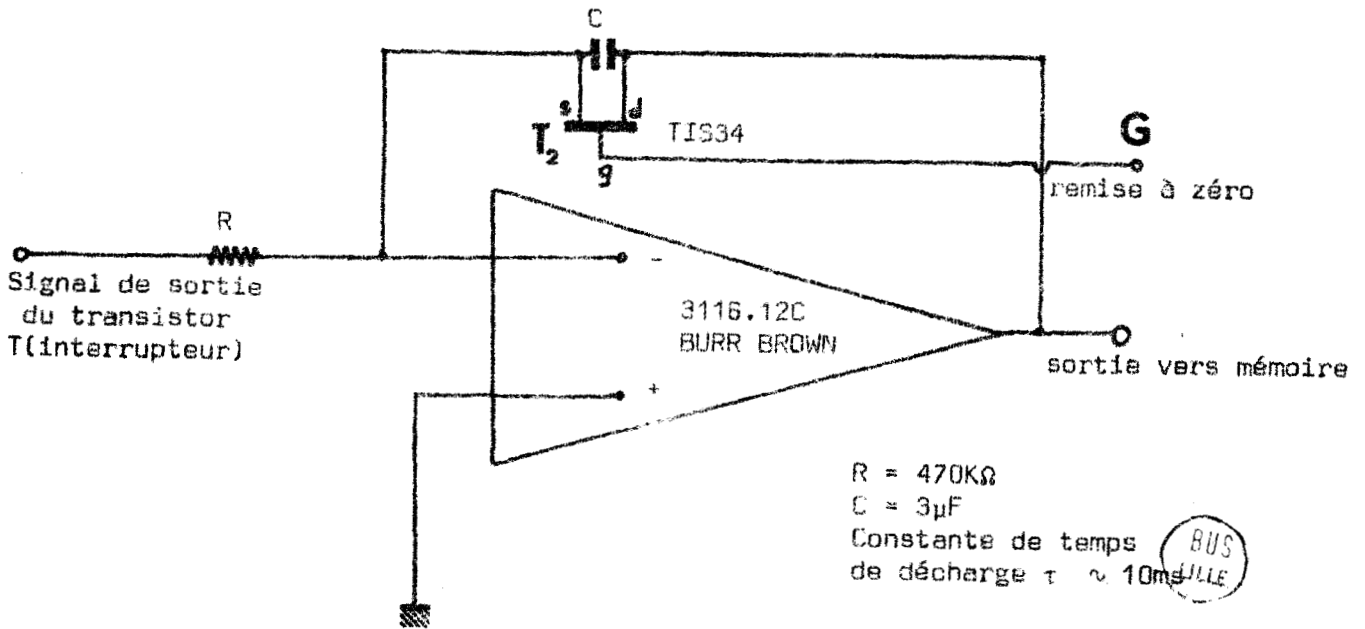


Figure.9.Bis

l'humidité atmosphérique.

La connexion de chaque mémoire à l'intégrateur est obtenue séparément par un transistor placé en série entre le condensateur mémoire et la sortie de l'intégrateur, ce transistor travaille en saturation ou bloqué.

A chaque fois que le potentiel de C ou D passe de 0, à 12 volts, le condensateur C_1 ou C_2 correspondant se charge à la tension de sortie de l'intégrateur. Pendant la charge des mémoires, l'intégrateur est bloqué (fonction maintien) ce qui permet la charge de C_1 ou C_2 à la valeur vraie du signal intégré (charge complète).

Chaque condensateur est relié à la grille d'un transistor à effet de champ, donc à une grande impédance (10 M Ω) ; ces deux transistors sont les éléments d'une paire différentielle AMELCO type 2N 3921 ; ils sont montés en étage de gain 1 et associés à des transistors au silicium PNP TIS 50 appariés également. Avec ce montage on obtient une constante de temps de décharge des mémoires de l'ordre de 60 minutes ; les deux mémoires sont d'autre part identiques ce qui est fondamental pour la mesure (cf. tableau 1).

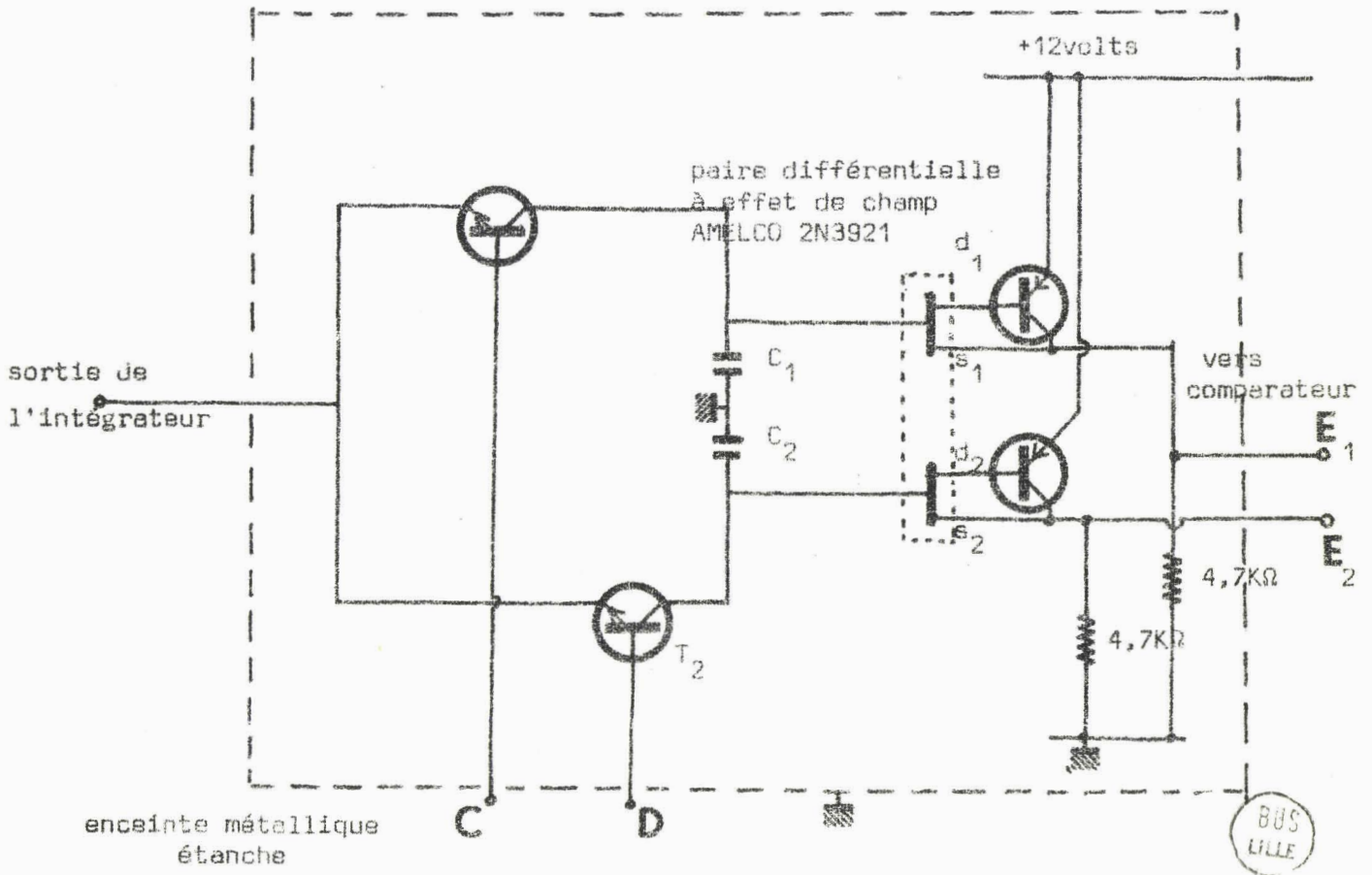
La sortie des deux étages de gain 1 est connectée au comparateur qui est un galvanomètre à zéro central protégé par deux diodes tête bêche montées en parallèle (planche IX bis).

Pour vérifier l'identité des mémoires nous avons connecté l'une et l'autre simultanément à un même signal continu et nous avons vérifié que le galvanomètre se maintenait à zéro. Nous donnons ci-dessous le résultat de cette opération.

Tension mémorisée	Indication divisions
1 V	0
2 V	0
3 V	0
4 V	1
5 V	1
6 V	1
7 V	1
8 V	1

TABLEAU 1

MEMOIRES



C, D commandes

$C_1, C_2 = 1\mu F$

Charge de C_1 : D = +12volts

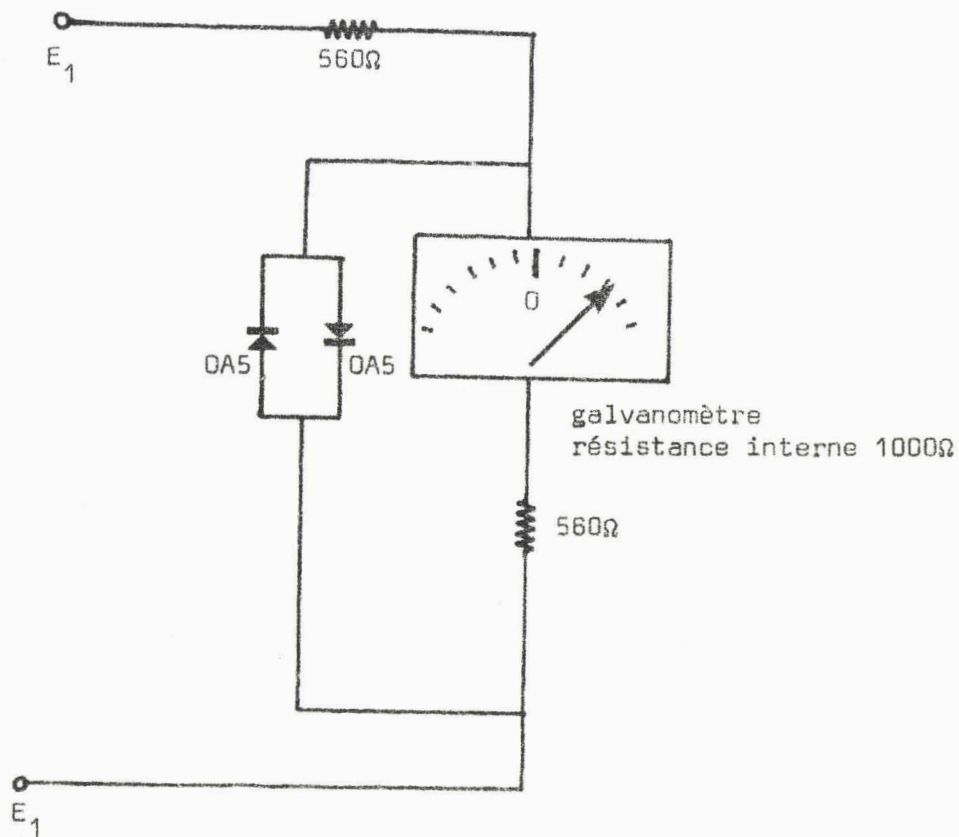
" " C_2 : D = +12volts

Fonction mémoire : C, D = 0 Volt T_1, T_2 bloqués

Constante de temps de charge : 5ms

Planche.IX.

COMPAREUR



E_1, E_2 reliées aux sorties 1 et 2 des mémoires

Planche.IX.bis.



Une division du galvanomètre représente 4 mV, donc comme le galvanomètre est de classe 1,5 une division autour du zéro du galvanomètre correspond à une différence de tension de $4 \text{ mV} \pm 6 \text{ mV}$ entre les deux entrées. Donc le zéro correspond à mieux que 1 % près à l'égalité des tensions en mémoire dans le cas le plus défavorable où l'on compare deux tensions de l'ordre de 1 volt. Pour des tensions d'entrée comprises entre 4 V et 8 V, 1 % de variation de tension correspond à plus de 10 divisions d'écart sur le galvanomètre, on peut donc détecter aisément un écart relatif de 0,1 dB des tensions mises en mémoire (0,1 dB \rightarrow rapport 1 à 1,0116).

II.2.3. Injection de tension étalon sur l'antenne (planche X)

La source de tension étalon étudiée en II.1.3. attaque un diviseur de tension constitué de deux résistances métalliques de $4,7 \text{ k}\Omega$ et de 330Ω respectivement, et de coefficient de température $2,5 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$. Le signal attaque alors un étage de gain 1 ; la sortie de cet étage est connectée à un diviseur de tension de rapport commutable.

Ce dernier est constitué par une résistance R de $100 \text{ k}\Omega$ et un transistor H. Le potentiel d'émetteur de H est imposé par l'alimentation continue S_1 . La sortie du diviseur de tension se fait en E.

Quand le transistor H est bloqué le diviseur est constitué par la résistance de $100 \text{ k}\Omega$ et l'impédance équivalente au transistor bloqué ($> 10 \text{ M}\Omega$) c'est l'état passant de la porte : (F = 0 V).

Si H est saturé le diviseur de tension est constitué par la résistance de $100 \text{ k}\Omega$ d'une part, et d'autre part l'impédance équivalente au transistor saturé, en série avec l'impédance de sortie de S_1 . C'est l'état non passant de la porte : (F + 12 V).

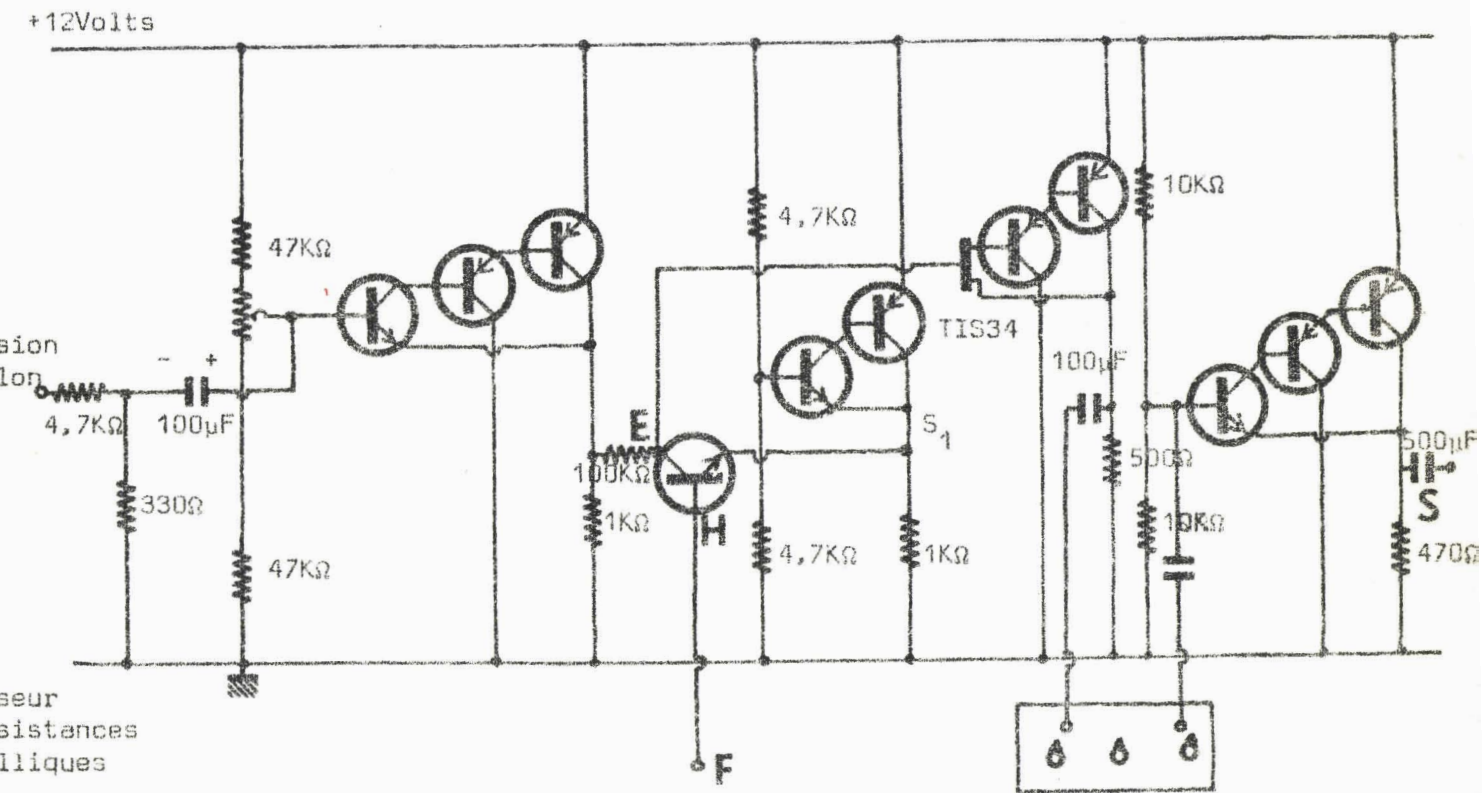
Le rapport d'atténuation obtenu, entre l'état passant et l'état bloqué, est de 10^4 .

Le signal en E attaque un amplificateur de gain 1, à effet de champ. La sortie de cet étage attaque un atténuateur General Radio type 1450 T.B. qui permet d'obtenir une atténuation de 0 à 120 dB par bonds de 0,1 dB.

La sortie de l'atténuateur est connectée à un amplificateur de gain 1 également et d'impédance d'entrée 600Ω .

PORTE POUR L'INJECTION DE SIGNAL ETALONNE

SUR L'ANTENNE



transistors : NPN 2N3391,
PNP TIS50

atténuateur
GENERAL RADIO 1450TB

La sortie "S" de la porte attaque le primaire
du transformateur d'antenne



la sortie de cet étage attaque le primaire du transformateur d'antenne de rapport 1/10. La tension maximale obtenue au secondaire du transformateur est de 31,5 mV efficaces avec un taux de distorsion de 0,2 %. L'impédance de Thévenin équivalente est de l'ordre de 1 Ω .

L'injection de tension étalon sur l'antenne se fait donc pour $F = 0$ V, le blocage pour $F = -12$ V.

La variation globale de la tension injectée sur l'antenne, comprenant les dérives du générateur de tension étalon et de cette porte est de 1,5 % pour une variation de température de 0 à + 40°C.

II.2.4. Niveaux des différentes commandes

Les circuits que nous venons d'étudier sont commandés par des circuits logiques ; nous avons rassemblé dans un tableau les niveaux de tension que doit fournir le dispositif logique de commande.

Etat de commandes pour la fonction considérée				
Intégrateur	Commande de l'intégration A	Intégration A = + 3 V	Mémoire A = - 12 V	Mise à zéro A = - 12 V
	Mise à zéro G	G = - 12 V	G = - 12 V	G = 0 V
Mémoire		Blocage (fonction maintien) C,D = 0 V		Charge C,D = + 12 V
Injection de tension étalonée		Blocage (réception du signal inconnu) F = + 12 V		Injection de tension étalon F = 0 V

TABLEAU 2

II.3. DISPOSITIF LOGIQUE DE COMMANDE , (Planche.XI.)

Il comprend deux ensembles distincts : le générateur de temps, et le synchronisateur.

II.3.1. Générateur de temps

Ce générateur a pour rôle de déterminer les instants où doivent s'opérer les différentes commandes qui règlent le fonctionnement du récepteur comme par exemple la commande de l'intégration, l'injection de tension étalon sur l'antenne...

Pour cela on utilise les signaux de l'horloge à quartz qui commande déjà le générateur de tension étalon, c'est-à-dire les crêneaux de fréquence 312,5 Hz.

Les séquences de 2,048 s qui correspondent à la réception soit du signal à mesurer soit du signal étalon local, sont obtenues à partir de la fréquence 312,5 Hz après division par $5.16.16 = 1280$.

La division par 5 est réalisée par un circuit TEXAS INSTRUMENT type SN 7490 N, les deux divisions par 16, par des circuits SN 7493 N qui fournissent également les signaux après division par 2, 4 et 8.

Le dispositif logique utilise les signaux carrés dont la demi-période est de :

2,048 s

1,024 s

0,512 s

0,256 s

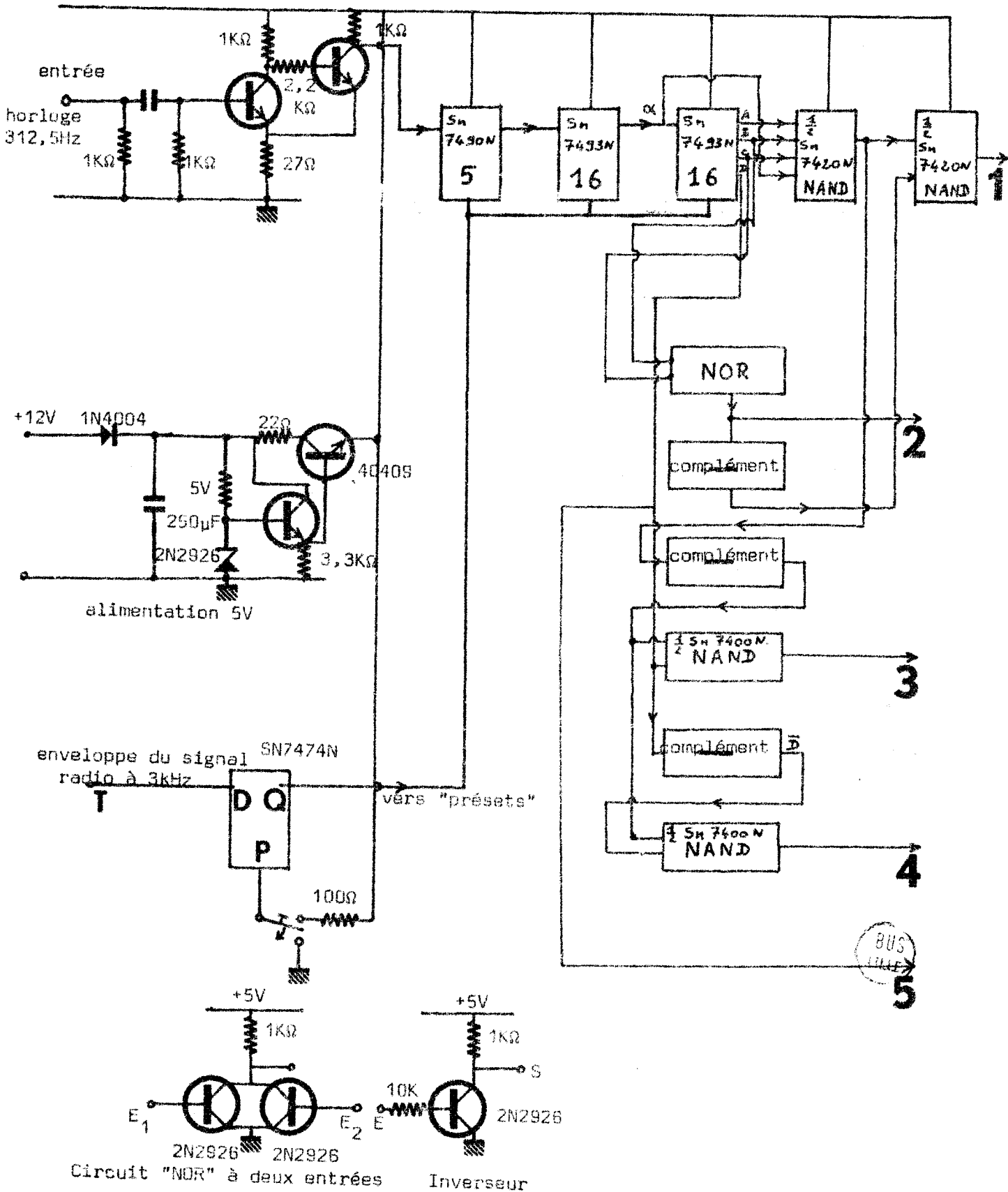
0,128 s

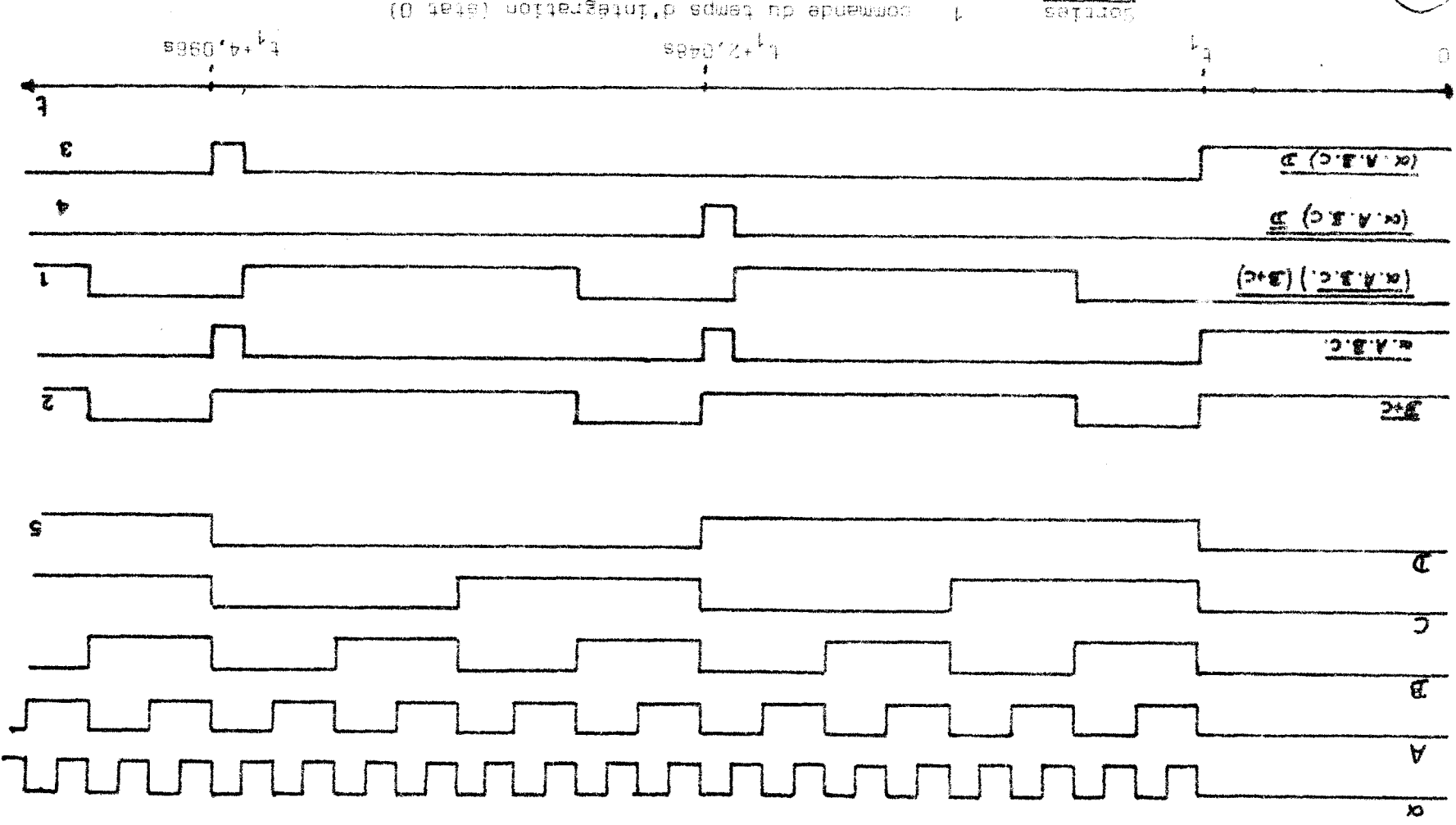
Chaque séquence de 2,048 s est alors utilisée de la manière suivante en comptant le temps t à partir du début de la séquence :

$0 < t < 0,512$ s : l'intégrateur est maintenu à zéro, et le signal détecté n'est pas appliqué à l'intégrateur : élimination du régime transitoire des filtres après le changement de séquence de fonctionnement

$0,512$ s $< t < 1,920$ s : l'intégrateur fonctionne : le signal détecté lui est appliqué.

CIRCUITS LOGIQUES DE COMMANDE.

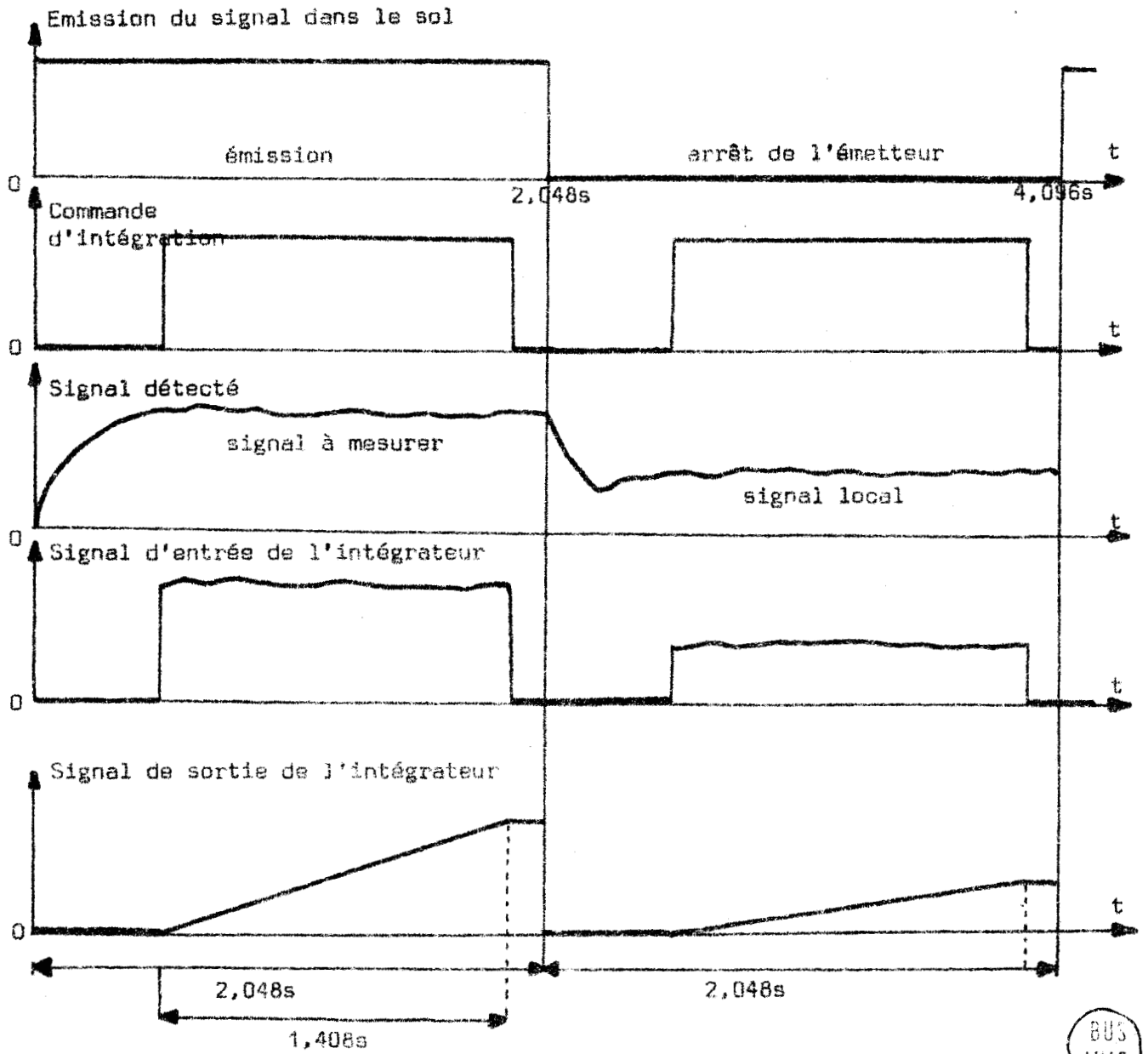




- 1 commande du temps d'intégration (état 0)
- 2 mise à zéro de l'intégrateur (état 1)
- 3 commande de mémoire signal inconnu (état 0)
- 4 commande de mémoire signal local (état 0)
- 5 commande d'injection de signal station sur l'antenne (état 1)



A l'intant t=0 on a ordonné la synchronisation : à ce moment les diviseurs de fréquence se bloquent dans l'état 1 jusqu'à ce que le "plaque" de réception de balise radio délivre un front négatif à t₁.



BUS
VILLE

Utilisation du temps pendant deux séquences élémentaires

Planche.XI.ter.

1,920 s < t < 2,048 s : l'intégrateur est en fonction mémoire, une des deux mémoires est connectée à la sortie de l'intégrateur, et se charge complètement.

Pendant la séquence suivante, il y a injection de tension étalon locale sur l'antenne de réception, l'état de l'entrée F est F = + 12 V.

Donc pour deux séquences élémentaires de fonctionnement, en reprenant le tableau 2 l'état des différentes entrées sera :

	0 s < t < 0,512 s	;	A = - 12 V	;	G = 0 V	;	C, D = 0 V	;	F = + 12V
1ère séquence	0,512 s < t < 1,920 s	;	A = + 3 V	;	G = - 12 V	;	C, D = 0 V	;	F = + 12V
	1,920 s < t < 2,048 s	;	A = - 12 V	;	G = - 12 V	;	C = + 12 V	;	F = + 12V
							D = 0 V		
2ème séquence	2,048 s < t < 2,048 s + 5,12s	;	A = - 12 V	;	G = 0 V	;	C, D = 0 V	;	F = 0 V
	2,048 + 0,512 < t < 2,048 + 1,920	;	A = + 3V	;	G = - 12 V	;	C, D = 0 V	;	F = 0 V
	2,048 + 1,920 < t < 2,048 + 2,048	;	A = - 12V	;	G = - 12 V	;	C = 0 V	;	F = 0 V
							D = + 12 V		

ces deux séquences correspondant l'une à la réception du signal à mesurer et l'autre à la réception du signal étalon (planche XI bis et XI ter).

Ces différents temps sont obtenus après traitement par des circuits logiques nous avons reproduit planche XI le schéma de l'ensemble logique ; des circuits annexes permettent de transformer les niveaux logiques (0, V et 5 V) fournis par les circuits logiques en niveaux utilisables par le récepteur.

II.3.2. Synchronisateur (planche XI et XII)

Le récepteur doit fonctionner en synchronisme parfait avec l'émetteur. Dans ce but nous avons mis en oeuvre une liaison radio qui permet de connaître avec précision, le temps pendant lequel l'émetteur fonctionne.

Pendant la séquence d'émission par le sol, un oscillateur 3 kHz attaque un émetteur de radio C.S.F. type MF.961.C. puis pendant la séquence de repos de l'émetteur par le sol, l'émetteur radio n'est plus modulé (figure 10, planche XII).

Au récepteur on reçoit ce signal radio modulé à 3 kHz en tout ou rien, après démodulation, on connaît donc l'enveloppe du signal à mesurer.

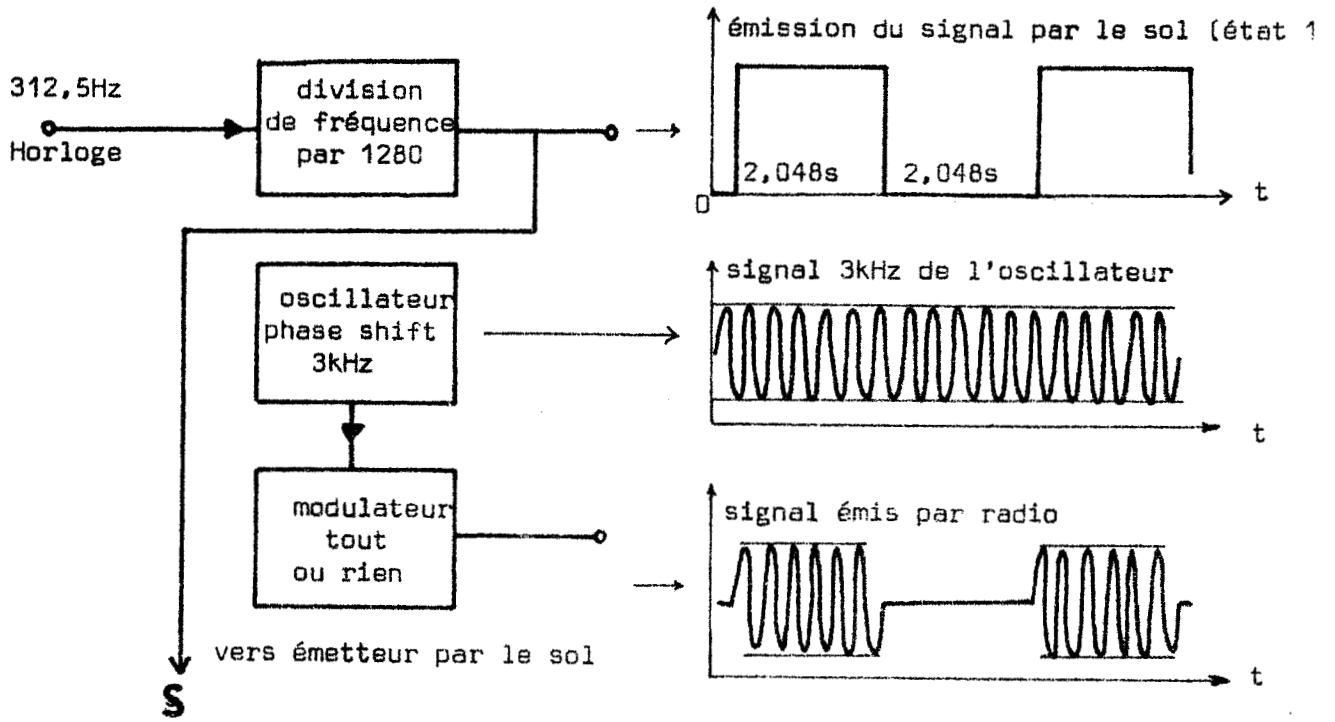


figure.10.

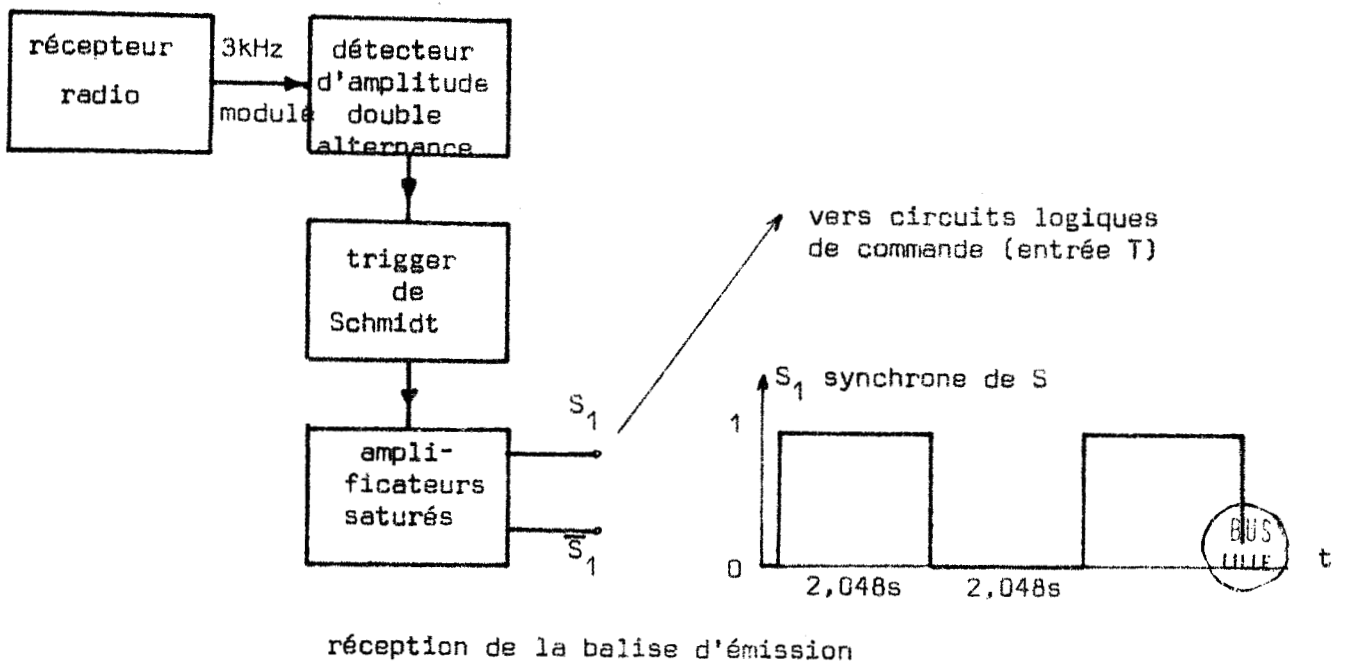


figure.11.

Le principe de la synchronisation consiste à bloquer le dispositif logique dans l'état correspondant à l'instant où l'on passe de la séquence de réception du signal local, à celle de réception du signal à mesurer ; c'est-à-dire que toutes les sorties de la chaîne de division sont maintenues dans l'état logique 1 (+ 5 V) par action sur les entrées preset.

Ensuite au moment où le signal 3 kHz apparaît l'enveloppe rectangulaire de ce signal est appliqué à un circuit trigger de Schmidt, qui déclenche le bistable (J.K, maître-esclave) qui bloque le générateur de temps ; ce bistable ne se déclenche qu'une seule fois.

La commande qui permet de faire la synchronisation est accessible par un bouton poussoir ; la synchronisation est effectuée à la demande de l'opérateur. Le synchronisme se maintient par la suite pendant plus d'une heure car à l'émetteur, comme au récepteur, les temps de fonctionnement de 2,048 s sont obtenus à partir d'horloges à quartz de stabilité de fréquence de l'ordre de 10^{-5} ; la dérive relative des deux horloges est donc de 2.10^{-5} c'est-à-dire qu'il faut $\frac{1}{2.10^{-5}}$ périodes de 2,048 s pour obtenir un décalage de 2,048 s, soit une période ; pour obtenir une dérive de 100 ms, il faut donc 2100 périodes de 2,048 s soit plus d'une heure.

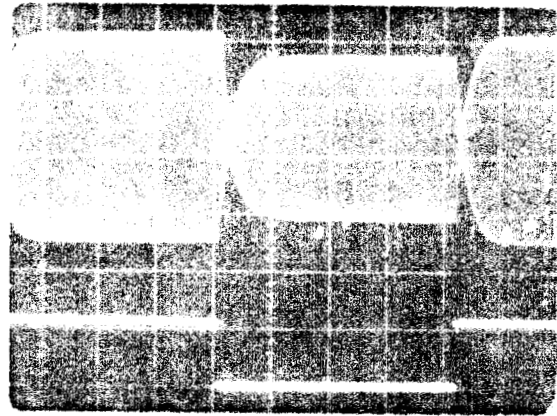
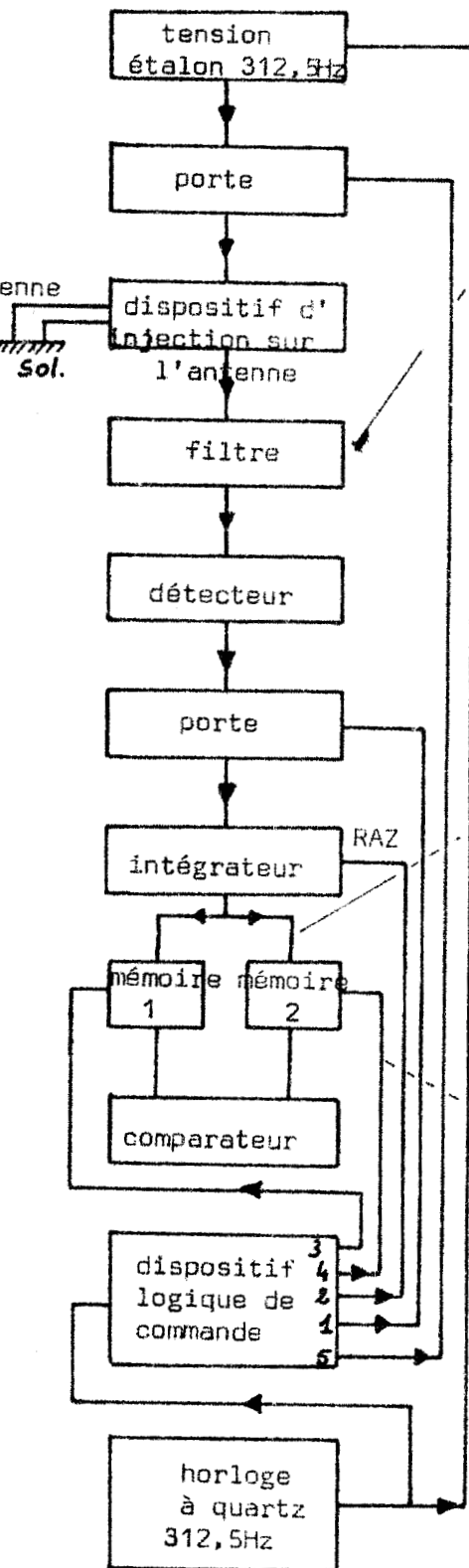
Par mesure de sécurité l'on s'imposera quand même de faire la synchronisation toutes les demi-heures de fonctionnement, bien qu'un décalage de 50 ms ne puisse affecter la mesure.

II.4. CIRCUITS DE COMMANDE DE L'EMETTEUR (planche XII) (Réf.12)

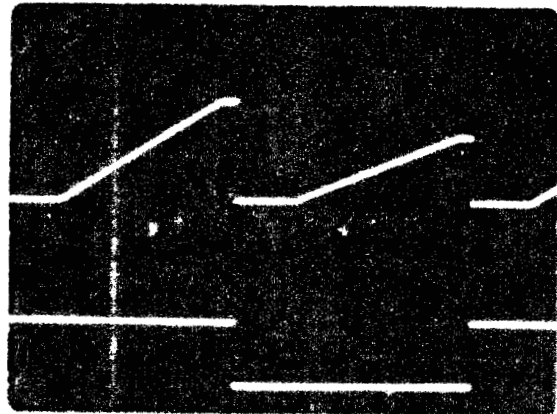
Les circuits sont commandés à partir de l'horloge à quartz, d'émission qui donne également le signal émis dans le sol. Une chaîne de division de fréquence réduit la fréquence à $\frac{312,5}{1280} = 0,249$ Hz, le signal est émis dans le sol pendant une demi-période du signal de fréquence 0,249 Hz, soit pendant 2,048 s. Ce même signal permet la modulation en tout ou rien de l'émetteur radio, destinée à la synchronisation.

En conclusion, pour faire une mesure, ou une série de mesures, la première opération à faire consiste à établir la liaison radio pour transmettre le signal de synchronisation, au récepteur.

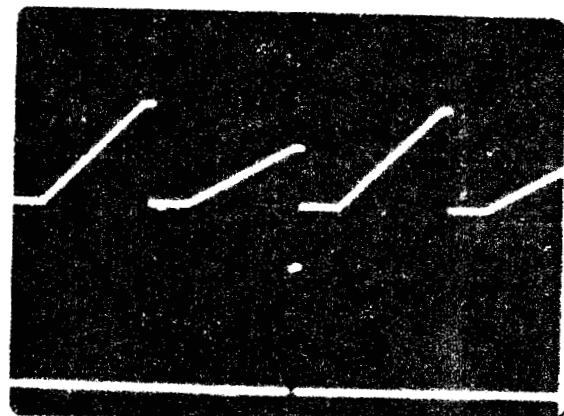
On synchronise alors le récepteur, comme indiqué en II.3. Le récepteur est donc prêt pour la mesure.



Trace du haut : signal après filtrage linéaire



Trace du haut : signal de sortie de l'intégrateur



Trace du bas : connexion de l'une des mémoires à la sortie de l'intégrateur

Dans un premier temps on règle la source étalon à une valeur très atténuée, on règle alors le gain du filtre d'entrée à l'oscilloscope pour obtenir un signal suffisant à la sortie du filtre ; la valeur de tension intégrée correspondant au signal à mesurer est donc mise en mémoire.

On règle alors la tension étalon jusqu'à obtenir l'égalité des tensions en mémoire, le réglage de cette dernière se faisant à chaque fois pendant la séquence de réception du signal à mesurer. La mesure peut en général être effectuée à 2 % près en 3 à 4 séquences de deux fois 2,048s.

Nous donnons planche XIII quelques photographies descriptives du fonctionnement de notre récepteur ; ce récepteur a été expérimenté sur le terrain nous étudions au chapitre III les résultats obtenus.

CHAPITRE III

RESULTATS EXPERIMENTAUX

CHAPITRE III

RESULTATS EXPERIMENTAUX

III.1. EXPERIENCES PRELIMINAIRES (Planches .XIV., .XV., .XVI.)

Nous avons essayé sur le terrain expérimental de l'Institut Français du Pétrole au Perray en Yvelines, en Novembre 1968 un prototype du récepteur que nous avons décrit au chapitre précédent.

Ce prototype fonctionnait comme le récepteur que nous avons décrit mais ne possédait pas d'intégrateur opérationnel après détection ; celui-ci était simplement remplacé par un filtre R.C passe-bas.

Les principales caractéristiques du prototype étaient les suivantes :

- fonctionnement : réception d'une séquence de 2,048 s de signal utile suivie d'une séquence de 2,048 s de signal étalon local ; comparaison des tensions reçues pendant chaque séquence jusqu'à obtention de l'égalité.

- caractéristiques techniques : Filtre d'entrée du type superhétérodyne. Bande passante à - 3 dB = 3 Hz. Fréquence intermédiaire 117,18 Hz obtenue par battement du signal à 312,5 Hz et d'un signal à 195,32 Hz produit localement dans le récepteur.

Chaîne de réception du type classique (filtre, détecteur, filtre passe-bas type R.C. de constante de temps 0,22 s).

L'expérience consistait à mesurer, depuis un point fixe à la surface du sol et à 300 mètres de l'axe d'un forage l'amplitude de la composante du champ électrique radial associé à l'onde radioélectrique émise par un dipole électrique vertical pouvant se déplacer dans le puits.

On trace la courbe des variations du champ électrique reçu en fonction de la profondeur du dipole émetteur ; cette courbe a été tracée deux fois lors des deux montées consécutives du dipole émetteur depuis la profondeur ~ 382 m jusqu'à la profondeur ~ 300 m avec un pas de montée de 2 mètres.

Nous donnons planche XV les deux courbes obtenues. Le champ électrique est donné en microvolts par ampère de courant émis. Le bruit après le filtre passe-bas à l'entrée du récepteur était de 2 mV crête à crête ramenés à une base réceptrice de 1 m. durant toute l'expérience.

G dB

Courbe de gain
récepteur utilisé au Perray.
12 Novembre 1968

Filtre d'entrée superhétérodyne
Fréquence Intermédiaire 117,18Hz

Bande passante à -3dB : 3Hz

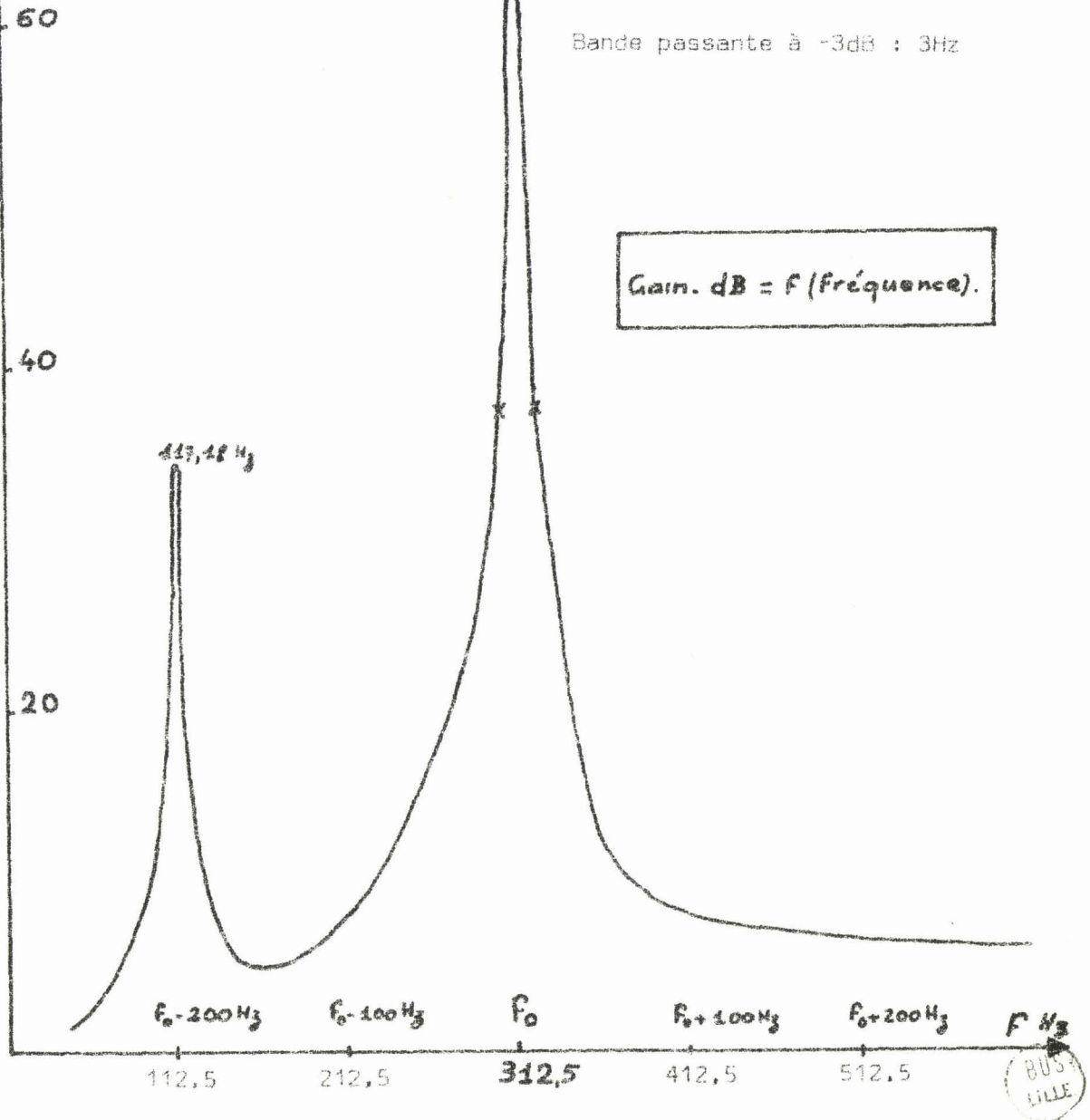
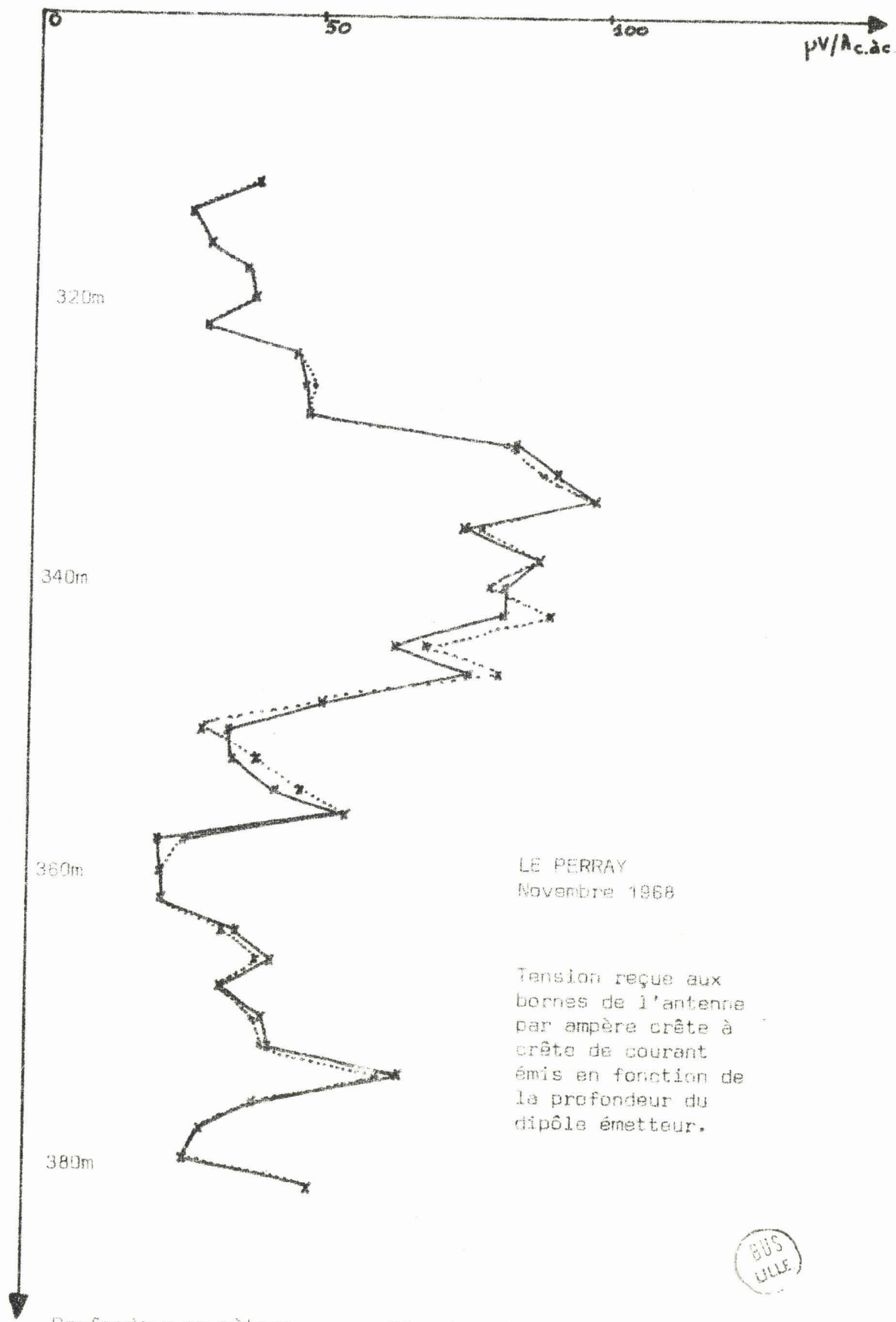


Planche .XIV.



LE PERRAY
 Novembre 1968

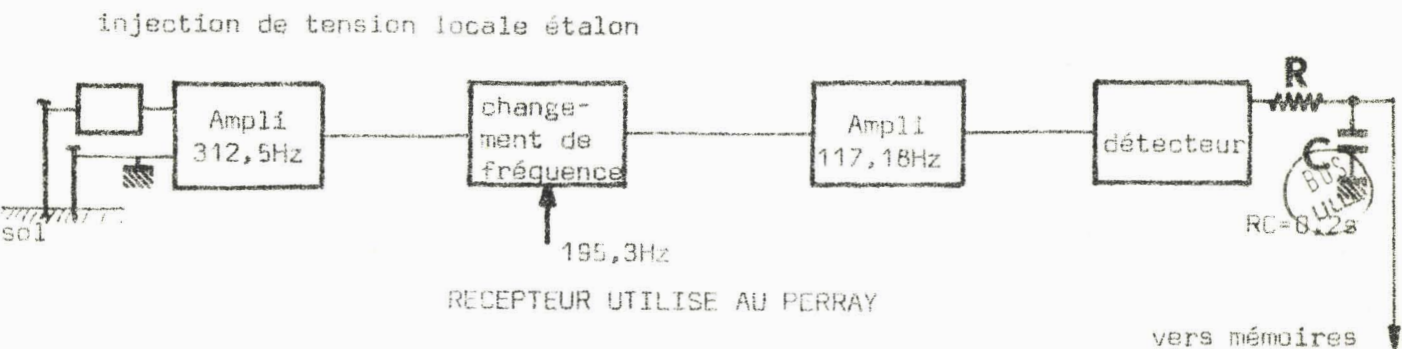
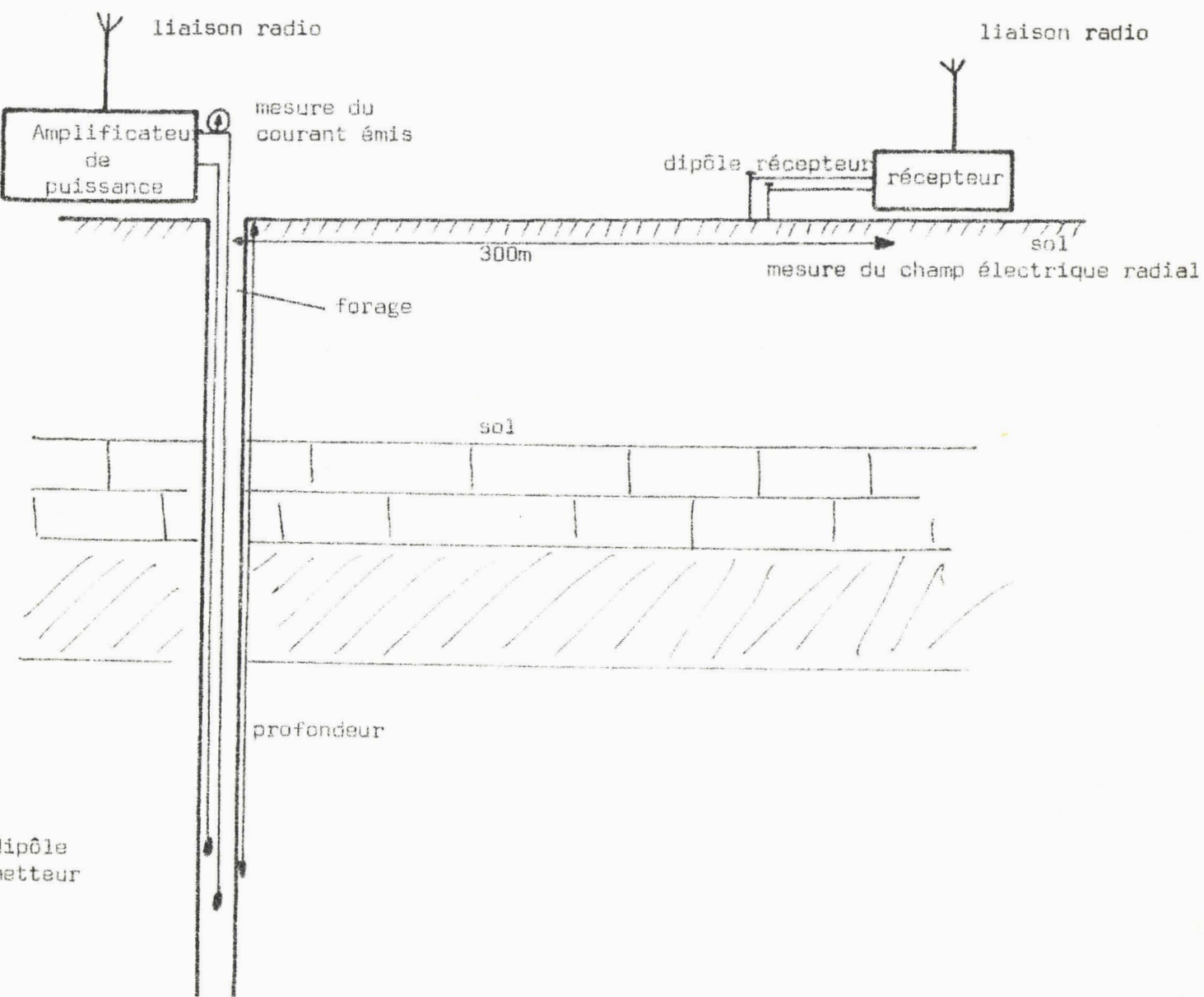
Tension reçue aux bornes de l'antenne par ampère crête à crête de courant émis en fonction de la profondeur du dipôle émetteur.



Profondeur en mètres

Planche.XV.

DESCRIPTION DE LA MESURE EFFECTUEE AU PERRAY



RECEPTEUR UTILISE AU PERRAY

Nous constatons une bonne corrélation entre les deux courbes mais l'écart observé entre deux points de mesure correspondant à la même profondeur du dipole émetteur est fréquemment de 10 %.

Les principales raisons de ces écarts peuvent être séparées ; il y a d'une part les erreurs externes au récepteur :

- l'imprécision sur la mesure du courant est de $\pm 5 \%$
- l'erreur de positionnement du dipole émetteur $\pm 0,1$ m.

et d'autre part les erreurs dues au récepteur lui-même

- dans le cas de la réception d'un champ électrique faible ($22 \mu\text{V/A}$) le rapport signal sur bruit de sortie est insuffisant et il devient impossible de garder le comparateur à zéro, d'une séquence à la suivante : l'erreur a été ici au maximum égale à $\pm 0,5$ dB soit $\pm 8 \%$.

- la source de tension alternative locale à partir de laquelle on injecte sur l'antenne un signal connu était trop sensible aux variations de température : on obtenait 1 % de variation par degré Celsius (nous estimons que l'erreur due aux dérives de cette source de tension n'a jamais excédé 5 %).

Conclusion des expériences du Perray

Ce sont en définitive les essais effectués avec ce premier modèle de récepteur qui nous ont amené à effectuer les perfectionnements qui ont conduit au récepteur comparateur tel que nous l'avons décrit aux chapitres I et II.

Voyons quels ont été ces perfectionnements :

1. Nous avons construit une source de tension étalon bien stabilisée et insensible aux variations de température. Elle est décrite au deuxième chapitre.

2. Nous avons remplacé le simple filtre R.C. qui suivait le détecteur par un intégrateur opérationnel remis à zéro après chaque séquence de réception. Le récepteur est ainsi passé du type "classique", c'est-à-dire utilisant un simple amplificateur sélectif avant détection au type filtre adapté.

Nous montrons au chapitre IV qu'un filtre passe-bas placé après le détecteur ne peut avoir d'autre rôle que d'éliminer les composantes H.F. du signal détecté, tandis qu'un intégrateur opérationnel se comporte comme

un filtre adapté. Il est l'équivalent d'un filtre placé avant détection, de bande passante égale au double de l'inverse du temps d'intégration.

Lorsque l'on atteint des temps d'intégration de l'ordre de grandeur de 2 s ou plus on obtient ainsi l'équivalent d'un filtre de sélectivité inférieure au hertz dont la réalisation technologique serait extrêmement délicate sinon impossible (compte tenu des impératifs de stabilité de fréquence qu'une telle sélectivité implique).

III.2. EXPERIENCE AVEC LE RECEPTEUR DEFINITIF

Nous avons expérimenté le récepteur décrit au deuxième chapitre, en laboratoire et sur le terrain d'expériences de Phalempin (Nord).

III.2.1. Expérience en laboratoire (Planche.XVII.)

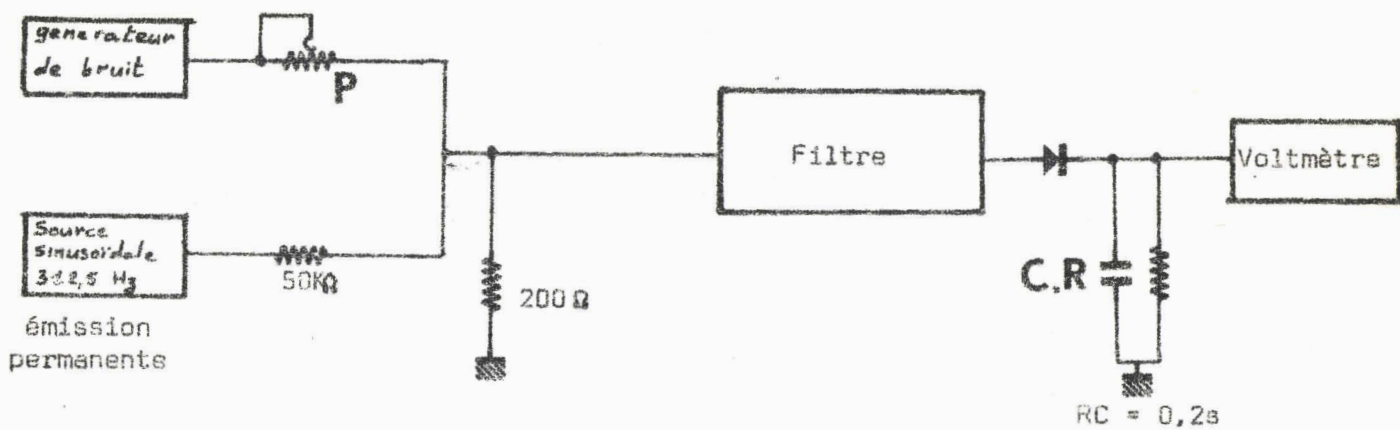
Nous avons essayé de mesurer l'amélioration qu'apportait à la mesure l'intégrateur opérationnel avec remise à zéro.

Pour cela nous utilisons le récepteur de deux façons différentes en présence d'un signal à mesurer d'amplitude constante superposé à un bruit dont il est possible de commander l'intensité.

Le générateur de bruit utilisé fonctionne à partir d'une diode Zener et le signal qu'il fournit n'est pas de nature gaussienne ; on se rapproche en cela du bruit rencontré sur le terrain ; l'amplitude du bruit de sortie est d'environ 300 mV crête à crête ; ce bruit comprend en particulier des impulsions d'amplitude de l'ordre de 200 mV et d'une durée de quelques dizaines de μ s avec une fréquence de répétition aléatoire.

Pour la première expérience on utilise le récepteur selon le procédé classique : filtre d'entrée, détecteur, filtre passe-bas* sans utiliser l'intégrateur opérationnel, ni le procédé de comparaison à un signal de référence.

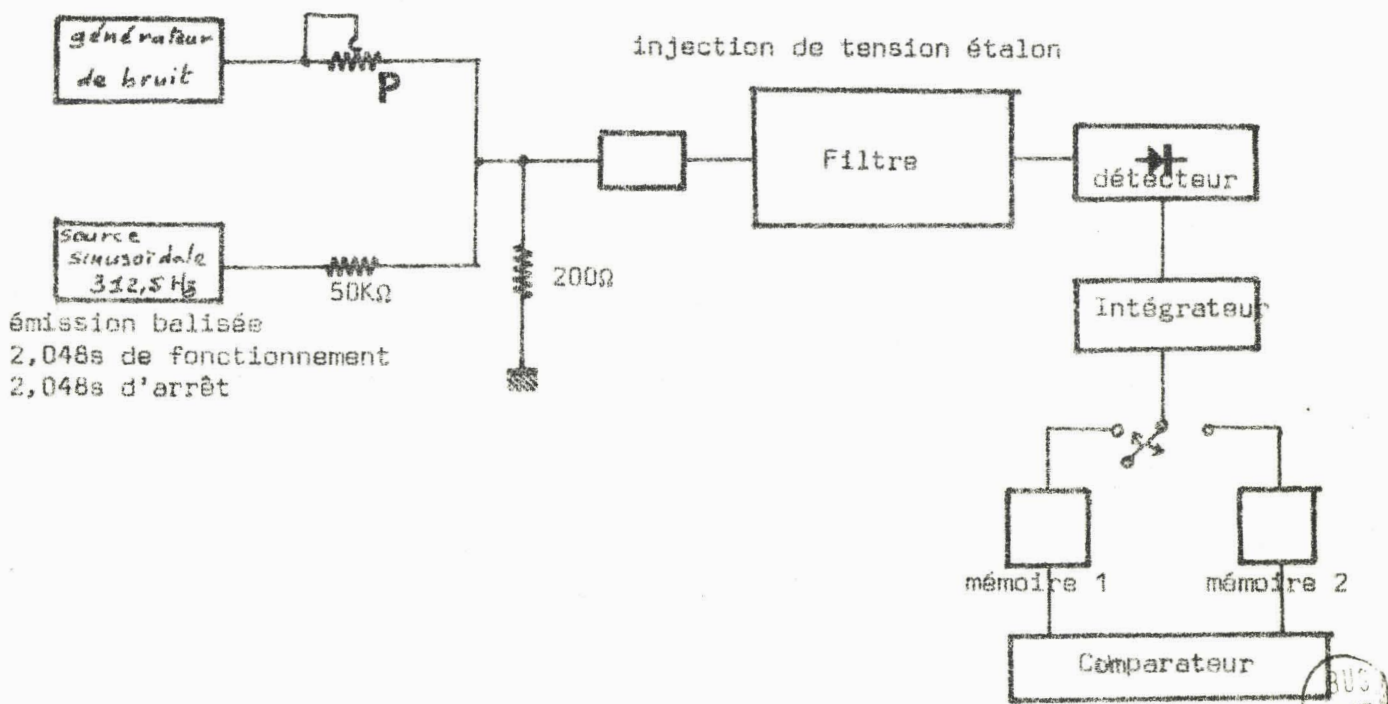
* Quand par la suite nous parlerons de récepteur de structure classique ceci aura trait à la chaîne composée de la manière suivante : filtre amplificateur d'entrée suivi d'un détecteur linéaire attaquant un simple filtre passe-bas.



1er cas

Le rapport signal sur bruit à l'entrée du voltmètre est la quantité z' définie au premier chapitre

Figure.10.



2ème cas

Le rapport signal sur bruit au niveau du comparateur est la quantité z'' définie au premier chapitre

Figure.11.

La sortie du détecteur est connectée à un voltmètre numérique qui ne peut améliorer le rapport signal sur bruit.

Le niveau de bruit se règle à partir du potentiomètre P qui forme un diviseur à résistance avec la résistance de 200 Ω (figure 10). On note la valeur P_1 de P qui permet d'obtenir une fluctuation de la tension de sortie égale à 1 %, de sa valeur moyenne,

soit : niveau continu de sortie 5 V

fluctuation de la tension de sortie 50 mV (P_1)

Pour la deuxième expérience on utilise le récepteur avec son intégrateur en fonctionnement séquentiel normal. Après avoir réglé l'appareil sur le signal pur et fait le zéro du comparateur on augmente l'amplitude du bruit jusqu'à obtenir une variation de l'indication du comparateur équivalent à 0,1 dB soit 1,016 % ; nous reprenons alors la valeur P_2 du potentiomètre P.

Dans le premier cas nous avons obtenu :

$$P_1 = 33,4 \text{ k}\Omega \text{ soit une puissance de bruit proportionnelle à } \left(\frac{200}{P_1}\right)^2 \text{ à l'entrée du récepteur}$$

Dans le deuxième cas :

$$P_2 = 30 \text{ k}\Omega \text{ soit une puissance de bruit proportionnelle à } \left(\frac{200}{P_2}\right)^2 \text{ à l'entrée du récepteur.}$$

L'amplitude du signal d'entrée étant constante et l'erreur due au bruit à la sortie étant le même il en résulte que l'utilisation du filtre adapté améliore le rapport signal sur bruit d'un coefficient :

$$\left(\frac{P_1}{P_2}\right)^2 = 1,21$$

L'étude du chapitre premier avait prévu que l'intégrateur opérationnel multipliait le rapport signal sur bruit par un coefficient 1,4 ; il faut cependant revenir sur ces mesures : nous avons mesuré ici la valeur de crête de la fluctuation ; il aurait fallu mesurer l'écart quadratique moyen de la fluctuation autour de la valeur d'équilibre pour en tirer des conclusions définitives sur l'amélioration du rapport signal sur bruit par l'intégrateur ; d'autre part les conclusions que nous avons tirées du fonc-

tionnement de l'intégrateur en filtre adapté ne sont valables que si le bruit appliqué à ce filtre est de nature gaussienne, et stationnaire, ce qui n'est pas vrai pour le générateur de bruit que nous avons utilisé.

On peut quand même dire que l'intégrateur améliore le rapport signal sur bruit et donc la précision de la mesure, de 20 % au moins ; de toutes les façons les nombreux avantages obtenus grâce au procédé de comparaison restent acquis.

III.2.2. Expérience effectuée sur le terrain

Nous avons fait sur le terrain d'expériences de Phalempin, Nord, un essai de linéarité de notre récepteur et nous avons simultanément expérimenté un récepteur de structure classique ; les deux récepteurs étaient équipés d'un filtre d'entrée de bande passante égale à 2 Hz.

Le signal est émis depuis un dipole électrique horizontal placé à la surface du sol. Le récepteur mesure une composante champ électrique de l'onde émise captée par une antenne fixe pour différentes amplitudes du courant émis.

Le niveau de bruit capté par l'antenne est d'environ 50 mV crête à crête. Au cours de cette expérience le rapport signal sur bruit à la sortie de chaque récepteur est demeuré supérieur à 100 ce que l'on a pu vérifier : le zéro du comparateur se maintenait indéfiniment à mieux que $\pm 0,1$ dB près.

Les deux courbes obtenues sont bien des droites passant par l'origine : elles ne sont cependant pas confondues ; une différence de 4 % entre les ordonnées résulte d'erreurs d'étalonnage de l'un ou l'autre des récepteurs.

On peut donc dire que le résultat de cette expérience ne permet pas le choix d'un récepteur ou de l'autre pour effectuer des mesures de précision dans le bruit. Nous étudions dans le quatrième chapitre les solutions qui sont à envisager pour augmenter la précision de mesure qui est actuellement de l'ordre de 2 %.

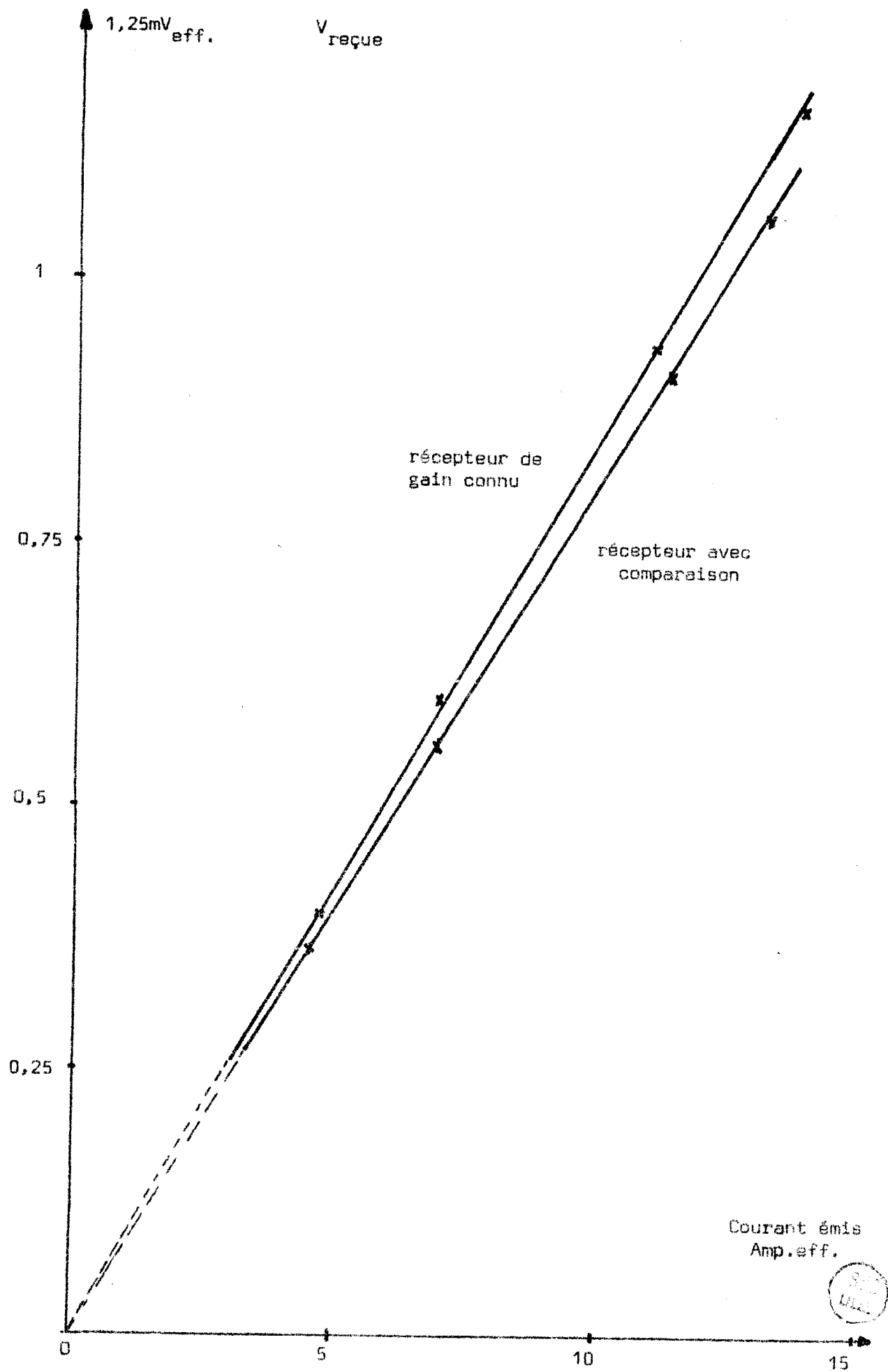


Planche. XVIII.

CHAPITRE IV

*COMPARAISON DU RECEPTEUR A STRUCTURE CLASSIQUE ET
DU RECEPTEUR COMPAREUR.-- PERFECTIONNEMENT ET
AMELIORATIONS POSSIBLES DU RECEPTEUR COMPAREUR.*

CHAPITRE IV

COMPARAISON DU RECEPTEUR A STRUCTURE CLASSIQUE ET DU RECEPTEUR COMPAREUR.-
PERFECTIONNEMENTS ET AMELIORATIONS POSSIBLES DU RECEPTEUR COMPAREUR.

IV.1. COMPARAISON DES DEUX RECEPTEURS POUR DES MESURES DE PRECISION

L'essai comparatif des deux récepteurs effectué à Phalempin avec des réglages identiques des filtres d'entrée de l'un et l'autre ne permet pas de mettre en évidence une supériorité du récepteur classique, ou du récepteur comparateur sur l'autre.

Cependant la nécessité d'obtenir des mesures d'une précision plus grande nous conduit à faire une comparaison des résultats que l'on peut théoriquement obtenir avec l'un ou l'autre des récepteurs.

Nous ferons cependant l'hypothèse qu'il s'agit simplement de mesures de précision où l'intégrateur opérationnel fonctionne toujours en filtre adapté (c'est-à-dire que le spectre du bruit détecté est rectangulaire, ou encore que le rapport signal sur bruit avant détection est supérieur à 10 par exemple).

Le premier récepteur est constitué par la chaîne classique (figure.11.).

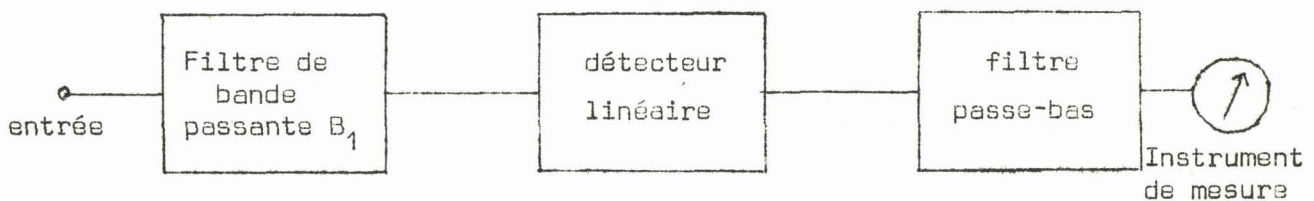


Figure.11.

Dans ce cas il est préférable de filtrer fortement à l'entrée avec la bande passante la plus réduite possible, plutôt que d'intégrer avec une constante de temps grande (Réf.5, p.89) ; le filtre de sortie peut

donc être considéré comme un simple filtre passe bas qui n'améliore en rien le rapport signal sur bruit mais dont le rôle est d'éliminer du signal à la sortie du détecteur, les composantes à la fréquence porteuse et aux fréquences harmoniques de celle-ci.

L'expression de l'énergie de bruit est donc en reprenant les notations définies page 8 :

$$\sigma^2 = \int_{f_0 - B_1/2}^{f_0 + B_1/2} N_0(f) df \quad (9)$$

Si $N_0(f)$ est constante la puissance de bruit σ^2 appliquée au détecteur est proportionnelle à la bande passante B_1 . Le rapport signal sur bruit à la sortie du détecteur $z' = \frac{a_0^2}{\sigma^2}$ peut donc être augmenté indéfiniment en réduisant la bande passante B_1 du filtre d'entrée, le temps de réponse de cette chaîne de mesure est alors voisin de $\frac{1}{B_1}$ s si B_1 est exprimée en Hz.

Dans le cas du récepteur comparateur l'intégrateur participe à l'amélioration du rapport signal sur bruit. Ce dernier est multiplié par un facteur $T \cdot B'_1/2$ par l'intégrateur, si B'_1 désigne la bande passante du filtre d'entrée et T le temps réel d'intégration.

Le rapport signal sur bruit final est donc égal à :

$$\frac{a_0^2}{\sigma^2} \times T \times \frac{B'_1}{2} \quad (10)$$

où

$$\sigma^2 = N_0 B'_1 \quad (11)$$

Il est donc directement proportionnel au temps d'intégration T .

Comparons alors le rapport signal sur bruit à la sortie de chaque récepteur en prenant comme base de notre étude un temps de mesure identique (le temps de mesure est pour le récepteur classique l'inverse de sa bande passante, et pour le récepteur comparateur la durée totale θ de la séquence élémentaire).

On suppose que le rapport signal sur bruit à l'entrée de chaque récepteur est le même soit par exemple z et que la densité spectrale du bruit à l'entrée est uniforme et égale à N_0 .

Le rapport signal sur bruit à la sortie du récepteur classique est donc :

$$z_1 = \frac{a_o^2}{N_o B_1} \quad (12) \quad B_1 \text{ bande passante du filtre d'entrée}$$

A la sortie du récepteur comparateur :

$$z_2 = \frac{a_o^2}{N_o B'_1} \times T \frac{B'_1}{2} = \frac{a_o^2 T}{2 N_o} \quad (13)$$

où B'_1 est la bande passante du filtre d'entrée, de temps de réponse $\tau = \frac{1}{B'_1}$

Au mieux, τ devant être faible devant T , l'on a :

$$T \neq 0 \quad \text{soit} \quad T \neq \frac{1}{B_1} \quad \text{d'où} \quad z_1 \neq 2 z_2 \quad (14)$$

Donc le rapport signal sur bruit à la sortie du récepteur comparateur est toujours inférieur de 3 dB à celui à la sortie du récepteur classique pour un temps de mesure identique.

Cela résulte d'un phénomène très simple qu'il serait d'ailleurs possible d'éliminer en plaçant le filtre adapté avant détection.

On a vu que le rapport signal sur bruit, à la sortie d'un filtre adapté est égal au quotient de l'énergie reçue pendant la séquence de filtrage par la densité spectrale du bruit appliquée au filtre.

Supposons alors l'utilisation d'un filtre adapté avant détection. Soit a_o l'amplitude du signal utile appliqué au filtre. Soit N_o la densité spectrale uniforme du bruit appliqué au filtre adapté.

Avant filtrage adapté le rapport signal sur bruit est :

$$\frac{a_o^2}{2} \cdot \frac{1}{N_o B} \quad B \text{ étant la bande passante rectangulaire du filtre d'entrée } (\sigma^2 = N_o B)$$

Après filtrage adapté le rapport signal sur bruit devient :

$$\frac{\frac{a_o^2}{2} \times T}{N_o} \quad (15)$$

Il a donc été multiplié par un facteur $B.T$, où T est le temps de fonction-

nement du filtre adapté.

Ce rapport signal sur bruit est alors le maximum que l'on peut obtenir par filtrage linéaire. Le signal appliqué au détecteur contient cependant un bruit dont la nature gaussienne n'est pas affectée par le filtrage adapté (filtrage linéaire). Le détecteur peut donc à nouveau séparer les composantes de bruit en phase et en quadrature avec le signal utile et le rapport signal sur bruit après détection est multiplié par 2.

L'ensemble filtre adapté - détecteur multiplie donc le rapport signal sur bruit par 2. B T : on obtient alors le même rapport signal sur bruit de sortie qu'avec un récepteur classique pour un temps de réponse identique.

Dans le cas inverse où le détecteur précède le filtre adapté le rapport signal sur bruit était multiplié par $2 \frac{B}{2} T = B T$; d'où le coefficient 3 dB dont on a parlé.

On voit que théoriquement il est possible grâce au filtrage adapté de rendre égales les performances de deux récepteurs comparables du point de vue temps de réponse.

Le choix entre l'une ou l'autre solution viendra donc de la comparaison des difficultés techniques mises en jeu.

Pour un récepteur de structure classique il devient techniquement difficile de réaliser des coefficients de qualité équivalent à 3000 par exemple (ce serait le cas pour la réception d'un signal de fréquence 312,5 Hz avec une bande passante de 0,1 Hz) sans affecter la stabilité du gain du récepteur.

Pour un récepteur comparateur à filtre adapté il est par contre techniquement simple de réaliser un intégrateur opérationnel qui fonctionne pendant 20 secondes, ce qui est équivalent du point de vue du rapport signal sur bruit au récepteur de coefficient de qualité 3000 de l'exemple précédent. Il est par contre plus difficile de placer le filtre adapté avant détection, et nous avons fait à ce sujet un essai dont nous donnons les conclusions plus loin.

En conséquence nous pensons que la précision de mesure sera plus simple à obtenir avec un récepteur comme celui que nous avons réqlisé mais le temps de mesure devra être double de celui qu'il aurait fallu avec un récepteur classique.

IV.2. PERFECTIONNEMENTS ET AMELIORATIONS POSSIBLES DU RECEPTEUR

Le principal inconvénient de notre appareil est le temps nécessaire pour faire une mesure. Il faut en effet lorsque l'on opère normalement 3 à 4 séquences de mesure pour réaliser l'équilibre du comparateur ce qui deviendrait trop long dans le cas où la précision de mesure exige des séquences de durée importante (10 s). Nous avons donc imaginé une méthode permettant d'accélérer le rythme des mesures et réalisé l'ensemble des circuits d'automatisation du récepteur.

Nous avons par ailleurs étudié les possibilités de réaliser le filtrage adapté à l'aide d'un filtre opérationnel ~~travaillant sur la~~ fréquence du signal et placé avant détection, nous donnons dans ce chapitre les conclusions que nous en avons tirées.

IV.2.1. Automatisation du récepteur

IV.2.1.1. Principe de l'automatisation (Réf.14)

Le dispositif que nous envisageons est destiné à automatiser le réglage du gain du filtre d'entrée et de l'amplitude du signal local, le fonctionnement restant par ailleurs identique à celui que nous avons décrit aux premier et deuxième chapitres. L'amplitude du signal étalon est variable par bonds de 10 dB et la mesure consiste à faire le rapport de la tension mise en mémoire pendant la séquence de signal à mesurer et de la tension mise en mémoire pendant la séquence de signal local : pour cela il suffit bien sur d'une seule séquence de deux fois 2,048 s, soit 4 secondes par mesure.

IV.2.1.2. Réalisation de l'automatisme

Le filtre d'entrée est le même que précédemment, son gain est réglable à l'aide d'un atténuateur à réglage électrique placé entre le premier et le deuxième amplificateur sélectif. Le gain peut alors varier de 30 dB à 90 dB par bonds de 10 dB.

Le récepteur est préalablement synchronisé sur l'émetteur par le sol ; on consacre alors une séquence complète de signal émis par le sol pour faire uniquement le réglage du gain. Pendant cette séquence l'atténuateur est réglé au maximum d'atténuation, le gain du filtre est

donc de 30 dB. Le signal de sortie du filtre attaque une chaîne de 6 amplificateurs dont le gain est étagé de 10 dB en 10 dB, soit une amplification de 60 dB au maximum du signal de sortie du filtre.

Un certain nombre d'amplificateurs peut donner une tension de sortie d'amplitude supérieure à un seuil que nous choisissons : soit V_0 ce seuil. Un système de sélection permet d'isoler l'amplificateur correspondant au plus grand gain et dont la tension de sortie est inférieure à V_0 .

Le signal à la sortie de cet amplificateur a donc été amplifié de $[30 + (n \cdot 10)]$ dB si n désigne le nombre d'amplificateurs dont la tension de sortie est inférieure à V_0 .

Ce gain permet d'obtenir un signal détecté permettant d'attaquer l'intégrateur opérationnel, et donc par la suite les mémoires, avec un niveau suffisant.

A la fin de la séquence de réception du signal par le sol, des circuits internes au récepteur, affichent électriquement, sur l'atténuateur d'entrée, le gain désiré soit $(6 - n) 10$ dB d'atténuation ; les amplificateurs sont alors déconnectés de la sortie du filtre et l'on commence une série de mesures.

Au moment où l'on a réglé le gain du filtre d'entrée, on a également agi sur l'amplitude du signal étalon : le signal étalon est ajusté de façon à se situer au milieu de la gamme dans laquelle se trouve le signal à mesurer.

Les tensions mises en mémoire sont alors appliquées à deux amplificateurs logarithmiques, puis retranchées l'une de l'autre ; le résultat donne le log du rapport des deux tensions, en une seule séquence (2 . 2,048 s) le signal local étant bien sur connu par ailleurs (figure.12.)

IV.2.1.3. Analyse du fonctionnement

Le récepteur fonctionne exactement de la même façon que celle que nous avons décrite au premier chapitre ; l'amélioration du rapport signal sur bruit est donc la même.

Les principales sources d'erreurs auxquelles l'on est soumis lors de mesures sur le terrain sont encore éliminées : le récepteur est

insensible aux variations de gain du filtre d'entrée car on fait le rapport de deux tensions traitées par la même chaîne ; le récepteur permet toujours de ne pas avoir à tenir compte du diviseur de tension constitué par la résistance entre les piquets d'antenne, et l'impédance d'entrée du filtre.

La principale difficulté consiste alors simplement à faire le rapport des tensions mises en mémoire : nous avons pensé à une solution analogique utilisant deux amplificateurs logarithmiques, il en existe d'autres numériques par exemple à partir de convertisseurs tension-fréquence.

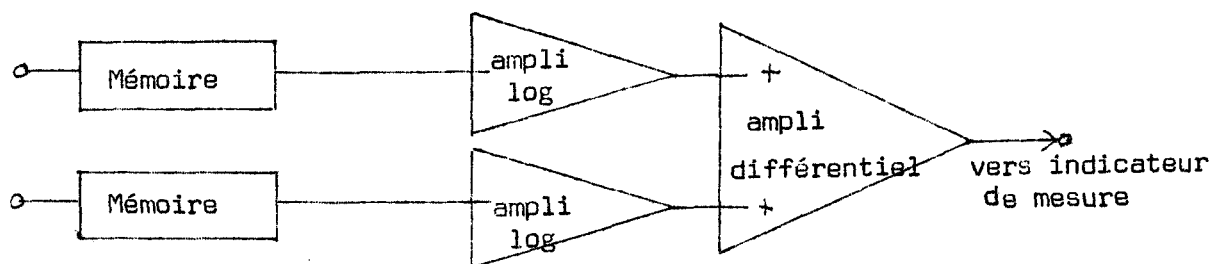


Figure.12.

IV.2.1.4. Critique du procédé

Le gain du filtre d'entrée est réglé pendant une séquence d'émission du signal dans le sol. Il est bien évident que si le niveau de bruit restant, après filtrage est trop fort (rapport $z = 1$ par exemple) le récepteur risque de faire des erreurs dans la détermination du gain optimum.

Ce cas correspondrait bien sur à une mesure du signal reçu imprécise parce que si le rapport signal sur bruit n'est que 1 après filtrage, il devient égal à 2,8 au maximum après l'intégrateur opérationnel (cf. chapitre I, pages 8 à 13) et la mesure varie d'une séquence à la suivante.

Le récepteur n'élimine plus la composante continue due au bruit ; en effet le signal détecté a comme amplitude $a_0 (1 + \frac{1}{4z})$ où a_0 est l'amplitude du signal utile cherché, et z le rapport signal sur bruit. Dans ce cas de fonctionnement a_0 n'a pas la même valeur pour le signal à mesurer et pour le signal local, donc le terme détecté dû au bruit :

$$\frac{a_0}{4z} = \frac{a_0 \cdot 2 \sigma^2}{4 a_0^2}$$

n'a pas la même valeur, s'il s'agit du signal à mesurer ou du signal local.

IV.2.1.5. Description du fonctionnement du réglage automatique du gain (réf. 15.16)

Les sorties des six amplificateurs de gain 10 dB et le signal d'entrée de cette chaîne d'amplificateurs attaquent chacun un détecteur d'amplitude ; ces détecteurs d'amplitude sont connectés chacun à un trigger de Schmidt qui ne bascule que si la tension détectée est supérieure au seuil V_0 .

On utilise alors les tensions disponibles sur les collecteurs des deux transistors des triggers pour attaquer une porte NAND.

Appelons S_{1n} et S_{2n} les deux sorties du $n^{\text{ième}}$ trigger

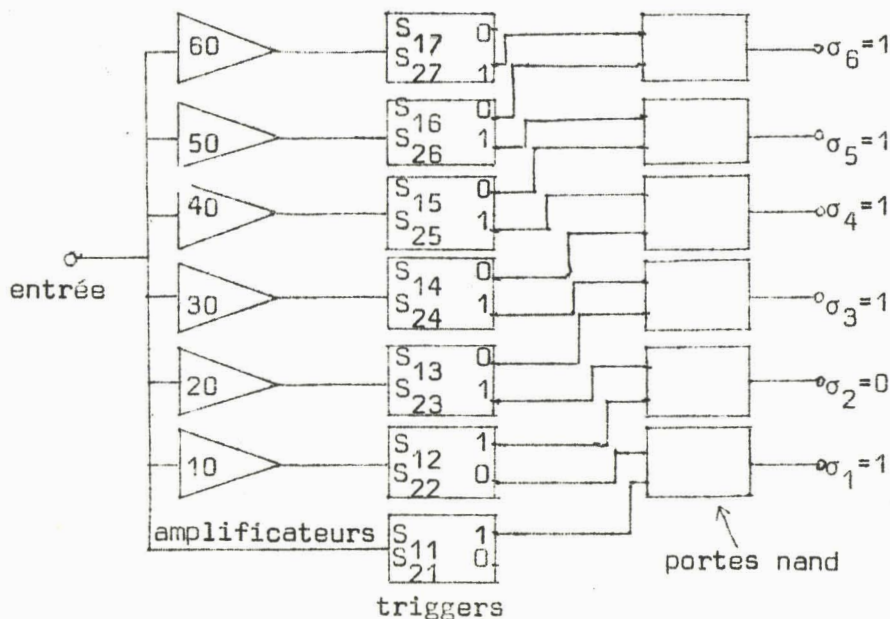


Figure.13.

Supposons que le $n^{\text{ième}}$ trigger et les suivants aient basculé on obtient donc $S_{11}, \dots, S_{1n-1} = 1$; $S_{21}, \dots, S_{2n-1} = 0$; $S_{1n}, \dots, S_{17} = 0$; $S_{2n}, \dots, S_{27} = 1$. Donc en appliquant les sorties S_{1i} et S_{2i+1} aux entrées de la même porte NAND on obtient l'équation logique suivante :

$$\sigma_i = S_{1i} S_{2i+1}$$

et une seule des portes NAND donne 0 à sa sortie σ . Ayant ce signal 0

on peut régler l'atténuation d'entrée à la valeur optimale car seulement n triggers ont basculé.

La valeur cherchée de l'atténuation d'entrée est

$$(6 - n) \quad 10 \text{ dB}$$

le gain du filtre d'entrée est alors :

$$30 + (6 - n) \quad 10 \text{ dB}$$

L'affichage de l'atténuation d'entrée est obtenu de la manière suivante : à l'instant où commence la séquence d'émission par le sol, on déclenche un univibrateur dont la période est 1,8 s ; au temps $t = 1,8$ s une seule porte NAND donne 0 et l'impulsion de basculement de l'univibrateur déclenche parmi une série de bistables, celui qui correspond à la sortie 0 de la porte. Ce bistable commande par l'intermédiaire d'un relais, l'atténuateur d'entrée, et l'atténuateur qui règle l'amplitude du signal local ; l'état du bistable ne sera changé que si l'opérateur ordonne un nouveau réglage du gain.

Nous avons réalisé les plaquettes de sélection du gain et obtenu un fonctionnement satisfaisant en laboratoire ; nous n'avons pas réalisé complètement le récepteur automatique, et en particulier les atténuateurs d'entrée et du signal local ; nous pensons cependant qu'il s'agit là d'une grande simplification du fonctionnement de notre récepteur qu'il serait intéressant d'exploiter.

IV.2.2. Filtrage adapté centré sur la fréquence du signal (Réf.17,18)

Dans le premier chapitre nous avons montré que le dispositif de filtrage utilisé pouvait être assimilé à un filtre adapté. Or dans la structure classique d'un filtre adapté celui-ci est placé avant la détection de façon à éviter toute influence du détecteur sur le bruit. Nous étudions donc quelles sont les caractéristiques à obtenir d'un filtre adapté centré sur la fréquence du signal et les difficultés de réalisation qui se présentent.

1. Réponse impulsionnelle du filtre adapté centré sur la fréquence f_0

La réponse impulsionnelle du filtre adapté centré sur une fréquence f_0 est dans le cas d'un signal d'enveloppe rectangulaire de du-

rée T et d'un bruit gaussien et blanc :

$$h(t) = A e^{j2\pi f_0 t} \quad \text{pour} \quad 0 < t < T_s$$

$$h(t) = 0 \quad \text{pour} \quad t < 0 \quad \text{et} \quad t > T_s$$

T_s étant l'instant d'échantillonnage, compté depuis le moment où l'on a appliqué l'impulsion de Dirac à l'entrée du filtre.

On voit donc que la réponse du filtre adapté est celle d'un circuit LC du second ordre et sans pertes court-circuité au bout du temps T_s .

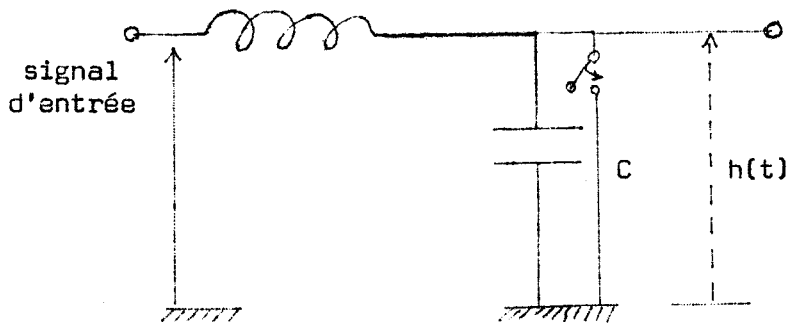


Figure.14.

Un tel circuit n'est évidemment pas réalisable ; on peut cependant calculer les éléments d'un filtre du second ordre, permettant de réaliser le fonctionnement en filtre adapté pendant le temps de 1,408 s que nous utilisons dans le récepteur.

La réponse d'un circuit R,L,C (fig. 15.) à un signal sinusoïdal d'amplitude constante centré sur sa fréquence d'accord est donnée par la formule (15) Réf. 18.

$$s(t) \neq e_0 Q (1 - e^{-\delta t}) \cos \omega t \quad (16)$$

$s(t)$ est l'amplitude du signal de sortie

e_0 est l'amplitude du signal sinusoïdal de pulsation ω , d'entrée.

Q est le coefficient de surtension du circuit $= \frac{L\omega}{R}$

$$\delta = \frac{R}{2L} .$$

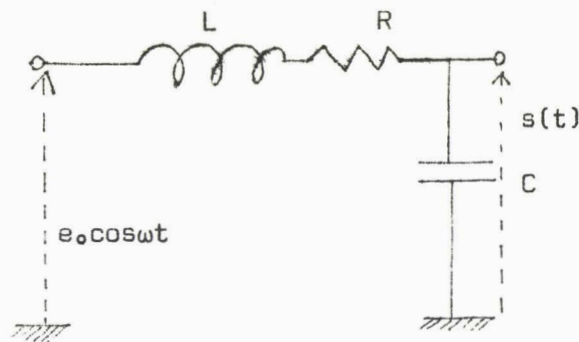


Figure.15.

Un tel circuit autorise une croissance linéaire de l'amplitude de sortie tant que le terme $(1 - e^{-\delta t})$ varie linéairement ; ceci est réalisé à 1 % près tant que $\delta t < \frac{1}{10}$ par exemple.

Ce que nous voulons obtenir du filtre du second ordre, pour réaliser un filtrage adapté centré sur la fréquence du signal, c'est que la réponse à une sinusoïde d'amplitude constante varie linéairement pendant 1,408 s.

$$\text{Soit pour } t = 1,408 \text{ s} \quad ; \quad \delta t < \frac{1}{10} \quad ; \quad 1,408 \times \delta < \frac{1}{10}$$

Soit :

$$\delta < \frac{1}{14,08}$$

$$\frac{\omega}{4Q} < \frac{1}{14,08} \quad ; \quad Q > \frac{14 \omega}{4}$$

$$Q > 3440$$

Il n'est pas possible d'obtenir de tels coefficients de qualité, à 312,5 Hz avec un circuit R,L,C classique.

Nous avons donc étudié la solution consistant à utiliser un filtre actif dont nous disposons au laboratoire. Ce filtre comporte deux intégrateurs opérationnels bouclés et donne une fonction de transfert du second ordre dont on peut régler dans une large gamme le facteur d'amortissement. Réf. 17 (le coefficient de qualité du filtre peut varier de 0 à 500).

La valeur du Q obtenue n'étant pas suffisante nous n'avons pas réussi à faire du filtrage adapté centré sur la fréquence du signal ; en effet à cause des retards de phase introduits par les amplificateurs opérationnels utilisés, nous obtenons une oscillation spontanée du filtre dès que nous essayons de dépasser des valeurs de Q supérieures à 500.

Il apparaît donc préférable de conserver l'intégrateur opérationnel placé après détection pour réaliser le filtrage adapté, tout au moins dans l'état actuel des possibilités techniques.

C O N C L U S I O N

Le travail que nous venons d'exposer dans cette thèse constitue une contribution à l'étude pratique des procédés de mesures de l'amplitude d'une tension alternative en présence de bruit.

Nous avons construit un appareil dont nous avons mis en évidence les caractéristiques de fonctionnement. Cet appareil peut rendre de précieux services dans le cas où la principale qualité que l'on attend de la mesure est davantage une grande précision qu'une grande rapidité.

Notre appareil est basé sur l'emploi d'intégrateurs opérationnels suivant la détection et remis à zéro après chaque séquence de mesure. Au cours d'une séquence le signal à mesurer est comparé à un signal étalon en présence du même bruit.

Nous avons montré que ce type de récepteur était équivalent à un récepteur de structure classique possédant avant détection un filtre de bande passante égale au double de l'inverse du temps d'intégration. Si l'on dispose du temps nécessaire pour effectuer chaque mesure, il est facile d'utiliser des temps d'intégration très longs (par exemple supérieurs à 20 secondes) ce qui permet d'obtenir une précision de mesure qui nécessiterait avec un récepteur classique un filtrage de bande passante inférieure dans l'exemple choisi à 0,1 Hz. La réalisation technologique de tels filtres est très délicate et devient impossible si l'on diminue encore la bande passante.

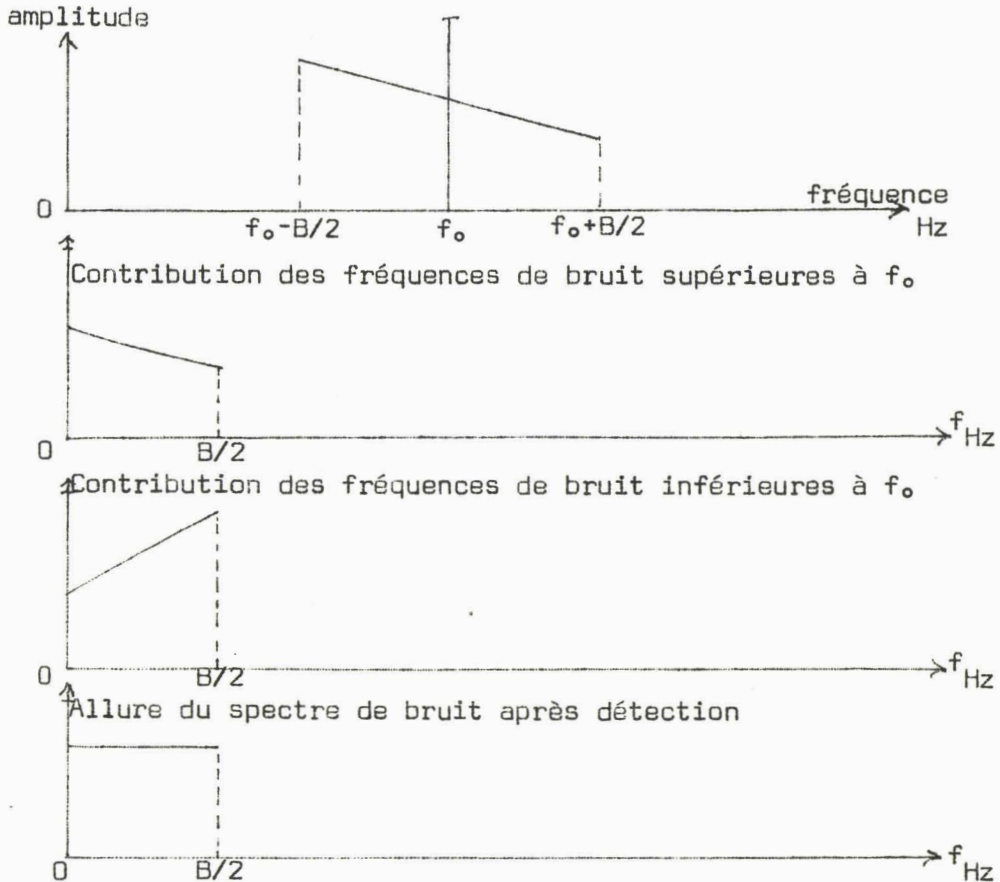
En conclusion nous pensons avoir réalisé un appareillage dont le principe est susceptible d'apporter une contribution originale au problème de la mesure de précision des tensions alternatives en présence de bruit de fond.

ANNEXES

JUSTIFICATION DE L'HYPOTHESE FAITE SUR LA FONCTION INTENSITE
SPECTRALE $N_o(f)$ DU SIGNAL DETECTE

Si le rapport signal sur bruit avant détection est $z \geq 10$, on peut négliger la partie du spectre du bruit détecté, formée par les battements redressés, du bruit avec le bruit.

Dans ce cas si on suppose que la variation de l'intensité spectrale du signal, avec la fréquence est linéaire autour de la fréquence du signal à mesurer la détection donne un spectre de sortie rectangulaire : en effet le spectre du signal résultant est la composition des deux parties du spectre d'entrée situées de part et d'autre de la fréquence porteuse : seuls, interviennent les battements du signal utile avec le bruit.



Ceci n'est bien sûr valable que pour $z \geq 10$ avant détection.

Ce résultat est très important : il montre en effet que si le signal porteur est centré au milieu de la bande passante du filtre d'entrée, on pourra avec une bonne approximation dire que l'intensité spectrale du signal détecté est constante en fonction de la fréquence et donc le calcul du filtre adapté au signal détecté sera très simplifié.

BUS
LILLE

Amélioration du rapport signal sur bruit

On peut décomposer la somme d'une tension de bruit $E(t)$ et d'un signal $A_0 \sin \omega_0 t$ sous la forme :

$$V(t) = [A_0 + \alpha_s(t)] \sin \omega_0 t + \alpha_c(t) \cos \omega_0 t \quad (17)$$

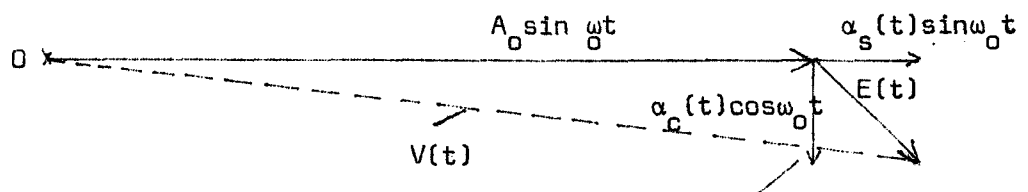
$E(t)$ est donc mise sous la forme d'un terme en phase avec le signal, et d'un terme en quadrature. La tension résultante appliquée au détecteur est la somme vectorielle des tensions.

Si le rapport signal sur bruit est grand

$$\alpha_c(t)^2 = \alpha_s(t)^2 \ll a_0^2 \quad \text{donc} \quad (18)$$

$$V(t) \approx [A_0 + \alpha_s(t)] \sin (\omega_0 t + \phi(t)) \quad (19)$$

L'influence sur l'amplitude du terme en quadrature avec le signal est annulée; d'où l'amélioration d'un facteur 2 du rapport signal sur le bruit après détection.



RAPPEL SUR LE FILTRAGE ADAPTE

Dans les conditions expérimentales où notre récepteur est destiné à fonctionner, le bruit à la sortie du détecteur linéaire est gaussien et stationnaire (rapport signal sur bruit z avant détection, grand : $z \gg 10$)

Nous voulons obtenir le rapport signal sur bruit maximum en plaçant après le détecteur un filtre de réponse en fréquence $H(f)$, attaqué simultanément par le signal utile d'enveloppe $u(t)$ et le bruit de densité spectrale $N_0(f)$.

La théorie du filtrage adapté peut donc être appliquée.

Considérons un signal d'enveloppe $u(t)$ et de fréquence porteuse f_c ; nous allons établir la fonction de transfert $H(f)$ du filtre adapté à ce signal et à un bruit stationnaire et gaussien de densité spectrale $N_0(f)$, et montrer que $H(f)$ ne dépend que de l'enveloppe $u(t)$ du signal ; ceci est vrai si l'on exprime $H(f)$ réponse en fréquence du filtre adapté en comptant les fréquences avec pour origine soit la fréquence porteuse f_c si le filtre adapté intervient avant la détection soit la fréquence 0 s'il intervient après.

Soit alors $u(f)$ le spectre correspondant à l'enveloppe $u(t)$

Soit $N_0(f)$ la densité spectrale du bruit.

Le signal de sortie correspondant au signal $u(t)$ de spectre $u(f)$ est :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(f) H(f) e^{j 2 \pi f t} df \quad (20)$$

La puissance de bruit à la sortie du filtre adapté est donc :

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} |H^2(f)| N_0(f) df \quad (21)$$

Le filtre adapté modifie progressivement le rapport signal sur bruit pour le rendre maximum après un temps T_s de fonctionnement égal à la durée T du signal. T_s est l'instant d'échantillonnage compté à partir du début du signal (en pratique T_s est légèrement inférieur à T).

A l'instant T_s le rapport signal sur bruit est :

$$\rho = \frac{\frac{1}{2} y(t_s)^2}{P_b} = \frac{\frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) u(f) e^{j 2 \pi f T_s} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} N_0(f) |H^2(f)|^2 df} \quad (22)$$

Pour déterminer la fonction $H(f)$ qui rend ce rapport maximum utilisons l'inégalité de Schwartz :

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) B(f) df \right|^2 \leq \left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f)^2 df \right| \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \right| \quad (23)$$

Il n'y a égalité que pour $A(f) = k B^*(f)$ où k est une constante et $B^*(f)$ la quantité conjuguée de $B(f)$.

Si dans la relation (22) on fait alors :

$$A(f) = \sqrt{N_0(f)} H(f) \quad (24)$$

et

$$B(f) = \frac{u(f)}{\sqrt{N_0(f)}} e^{j 2 \pi f T_s} \quad (25)$$

$$\rho = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{N_0(f)} H(f) \cdot \frac{u(f)}{\sqrt{N_0(f)}} e^{j 2 \pi f T_s} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} \quad (26)$$

Donc en reprenant l'inégalité de Schwartz celle-ci donne :

$$\rho \leq \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \quad (27)$$

La valeur maximale de ρ est obtenue pour :

$$A(f) = k B^*(f) \text{ soit} \quad (28)$$

$$H(f) = k \frac{u^*(f)}{N_0(f)} e^{-j 2 \pi f T_s} \quad (29)$$

et alors :

$$\rho_{\max} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|u(f)|^2}{N_0(f)} df \quad (30)$$

En conclusion :

~ la réponse en fréquence du filtre adapté doit être inversement proportionnelle à la densité spectrale de bruit $N_0(f)$. Si $N_0(f)$ est constante, la réponse est proportionnelle à la répartition spectrale du signal auquel le filtre est adapté.

- La réponse en phase du filtre adapté est telle qu'au bout du temps de fonctionnement T_s , toutes les composantes du signal sont remises en phase et s'ajoutent pour donner à la sortie une amplitude maximale.

Calculons le rapport signal sur bruit dans le cas où le bruit a une répartition spectrale uniforme : $N_0(f) = n_0$ dans la bande passante du signal.

$$\rho_{\max} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|u(f)|^2}{n_0} df = \frac{1}{2 n_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |u(f)|^2 df \quad (31)$$

Ce qui d'après la relation de Parseval :

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |u(f)|^2 df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |y(t)|^2 dt = P_s \times T = \text{énergie totale du signal reçu.} \quad (32)$$

peut s'écrire :

$$\rho_{\max} = \frac{P_s \times T}{n_0} \quad (33)$$

Cette relation montre l'intérêt d'allonger la durée du signal d'enveloppe $u(t)$ pour obtenir un bon rapport signal sur bruit.

Détermination du filtre adapté correspondant à un signal d'enveloppe rectangulaire et à un bruit de densité spectrale constante $N_0(f)$

L'enveloppe rectangulaire du signal est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} u(t) = A \quad 0 < t < T \\ u(t) = 0 \quad t < 0, t > T \end{array} \right\} \quad \text{soit :}$$

$$u(f) = AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \quad (34)$$

Le filtre de réponse $H(f)$ adapté à ce signal et à ce bruit peut être défini par sa réponse à l'impulsion de Dirac.

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{j 2 \pi f t} df$$

Soit en remplaçant $H(f)$ par l'expression (29)

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{k}{n_0} u^*(f) e^{j 2 \pi f (t - T_s)} df = k' u^*(T_s - t) \quad (30)$$

En supposant $T_s = T$ et une enveloppe rectangulaire du signal :

$$h(t) = A \quad \text{pour } 0 < t < T$$

$$h(t) = 0 \quad \text{pour } t < 0 \quad \text{et} \quad t > T$$

Dans le cas où le signal est centré sur la fréquence 0 (signal détecté) le filtre adapté est alors un intégrateur opérationnel.

La mesure est faite après un temps de fonctionnement T et l'intégrateur est alors remis à zéro.

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

- (1) R. GABILLARD - Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs. Lille, 1967
- (2) J.P. THERY - Etude et réalisation d'un récepteur sélectif très basse fréquence pour géophysique. Mémoire Ing. CNAM, Lille 1968
- (3) S. STEIN, J.J. JONES - Modern communication principles. Mc Graw Hill Book,
- (4) E. CONSTANT - Cours D.E.A. Lille 1966
- (5) A. BLANC-LAPIERRE, B. PICINBON - Propriétés statistiques du bruit de fond. Masson, 1961
- (6) B. PICINBONO - Sur certains problèmes concernant la détection des signaux faibles, Thèse Doct.ès Sciences, Alger, Ed. Revue d'Optique théorique et expérimentale, p. 12-14
- (7) P. PANTER - Modulation, noise and spectral analysis - Mc Graw Hill Book, p. 212-235
- (8) P. GRIVET, A. BLAQUIERES : Le bruit de fond, Masson 1961, p. 342-393
- (9) C. CLARISSE - Conception et réalisation pratique d'un système de transmission d'information à travers le sol. Thèse Doct.Ing. Lille, 1969
- (10) J.P. THERY - Contribution à l'étude et à la réalisation d'amplificateurs sélectifs à hautes performances et à leur adaptation dans les sondes de mesure de diagraphies pétrolières. Thèse Doct-Ing. Lille 1970
- (11) M. CAUTERMAN - Rapport D.E.A. Lille 1969
- (12) D. PODVIN - Etude et réalisation d'amplificateurs basse fréquence à haut rendement. Thèse 3e cycle, Lille Juin 1968
- (13) R. GABILLARD, F.LOUAGE, Z.BASSIOUNI, - expériences effectuées au Perray du 12 au 15 Nov. 1968 et nouvelle théorie matricielle. Rapport I.F.P. Réf. 16554, Décembre 1968
- (14) J.P. BARRETT - Rapport I.F.P. (ampli. à gain variable)
- (15) DEHMICHEN - Emploi rationnel des transistors
- (16) J.P. DEHMICHEN - Toute l'électronique. Les basculeurs maître-esclave. 1968.
- (17) J.P. VANBREMERSCH - Rapport Stage I.U.T. Juin 1969.
- (18) R. GABILLARD - Vibration et phénomènes de propagation - DUNOD, 1969, p.36-41

