

QUATRIEME COLLOQUE SUR LE  
TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 7 au 12 mai 1973

---

// LOCALISATION DE BALISES TERRESTRES AU METRE PRES ;  
.....  
SOUS-SYSTEME DE TRAITEMENT DU SIGNAL  
.....  
EMBARQUE DANS LE SATELLITE GEOLE.  
.....

Norbert LANNELONGUE

Jean-François ZWILLING

---

**RESUME**

Un système est présenté qui est destiné à effectuer dans le satellite GEOLE de localisation de balises des mesures très précises de distance et de vitesse radiale. Les difficultés techniques qui ont été rencontrées sont décrites ainsi que les solutions qui ont été apportées et les résultats des tests qui ont été menés.

**SUMMARY**

We present a system which is a part of a platform localisation spacecraft intended to perform very accurate measurements of distance and radial velocity.

Technical difficulties which were encountered are described as well as proposed solutions and tests results.

---

## 1. INTRODUCTION =

Le sous-système décrit ici fait partie d'un ensemble complexe qui comporte un satellite à défilement (orbite 3 000 km : inclinaison 70°) et une multitude de balises (1 000) réparties à la surface de la Terre.

Lorsque le satellite est en vue des balises, il procède séquentiellement à leur interrogation. Durant chaque interrogation, on exécute :

- un transfert de données du satellite vers la balise ;
- une collecte de données bord satellite en provenance des balises ;
- une expérience de localisation des balises.

C'est sur cette expérience de localisation précise que porte l'exposé et particulièrement sur les équipements embarqués qui réalisent la mesure de distance entre le satellite et chaque balise ainsi que la mesure de la vitesse radiale.

La localisation effectuée par traitement des mesures élémentaires (distance et vitesse) doit permettre d'obtenir un point fixe avec une précision de l'ordre du mètre par lissage des mesures collectées dans des conditions différentes sur une durée de un jour (géométrie des passages, environnement).



---

## 2. MESURE DISTANCE =

### 2.1. Principe (Voir fig. 1)

Le principe de la mesure distance repose sur la mesure du temps de propagation d'une onde électromagnétique sur le trajet aller et retour satellite balise.

Pour ce faire, on module la porteuse émise bord satellite par un "code mesure distance" adapté à la mission (précision, ambiguïté). Ce code mesure distance après avoir été acquis et remis en forme bord balise, est réémis en cohérence de phase vers le satellite.

Après démodulation à bord du récepteur, le signal fortement bruité (- 35 dB) est transmis au sous-système de mesure distance afin d'être traité.

Le code de mesure distance se compose de 9 sous-porteuses en cohérence de phase dont les fréquences forment une progression géométrique de rapport  $\frac{1}{2}$  de  $F_0$  à  $F_8$  avec  $F_i = \frac{F_0}{2^i}$ .

La sous-porteuse  $F_0 = 1$  MHz est émise durant toute la séquence. Elle sert :

- 1°) à effectuer la mesure fine de distance modulo 147 m (précision : 0.5 m) ;
- 2°) à générer les signaux de levée de doute sur les phases des sous-porteuses basses émises séquentiellement.

Les 8 sous-porteuses basses du multiplex permettent de lever séquentiellement les ambiguïtés de mesures jusqu'à 37 km.



## 2.2. Contraintes de fonctionnement

Les contraintes de fonctionnement de cet équipement sont extrêmement sévères et la mise au point a exigé la participation de compétences diverses au C.S.T. et dans l'industrie (L.C.T., E.M.D.) pendant les deux années de travaux, la maquette sur table ayant été réalisée et testée au C.N.E.S. à Toulouse.

Rappelons la contrainte majeure :

précision sur la mesure complète du temps de propagation aller retour

- erreur aléatoire  $\sigma \leq 12$  ns,
- erreur systématique  $|\Delta\mathcal{E}| \leq 6$  ns.

Ceci dans les conditions suivantes :

- équipement embarqué sur satellite (non dépannable, non réglable) soumis à de dures conditions lors de la mise sur orbite ;
- bilan de liaison extrêmement pauvre :

$$27 \text{ dB} < \frac{P_{\text{vidéo}}}{N_0} < 47 \text{ dB},$$

-  $36 \text{ dB} < \text{S N R} < -16 \text{ dB}$  dans la bande sortie récepteur ( $B_B = 2 \text{ MHz}$ ) :

- durée de mesure  $< 2$  s ; ce temps comprend l'acquisition des 9 sous-porteuses et la mesure proprement dite ;
- dynamique des signaux 20 dB due à la dynamique des distances de propagation et surtout à l'interrogation de balises de types différents suivant les utilisateurs ;
- faible consommation ;



- faibles volume et poids ;
- température  $- 10^{\circ} \text{ C} \leq \theta \leq + 50^{\circ} \text{ C}$ .

Il est à noter que l'on interroge une nouvelle balise (sur laquelle on effectue toutes les opérations de transfert et collecte de données, mesures de localisation, traitement de ces données) toutes les 10 secondes.

### 2.3. Description de l'équipement (Voir fig. 2)

Le sous-système de mesure distance défini sur la figure 2 comporte trois unités distinctes :

- 1°) une boucle de phase destinée à réaliser un filtrage optimum de la sous-porteuse  $F_0 = 1 \text{ MHz}$  ;
- 2°) un circuit d'acquisition de sous-porteuses basses qui permet de lever séquentiellement le doute de façon optimum sur l'ambiguïté de phase  $(0; \pi)$  sur chaque sous-porteuse ;
- 3°) un phasemètre mesurant le déphasage entre la sous-porteuse  $F_0$  émise et la sous-porteuse  $F_0$  reçue.

#### 2.3.1. Filtrage de la sous-porteuse de mesure fine $F_0$

Compte tenu des caractéristiques de ce signal noyé dans un bruit supposé "blanc" gaussien, affecté de Doppler, on montre que le filtre optimum est constitué par une boucle de phase.

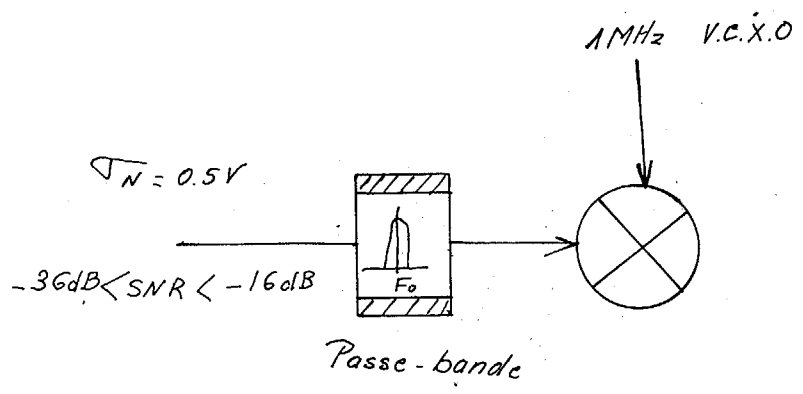
Les conditions de poursuite sont telles que l'on choisit une boucle du 2ème ordre. Les contraintes définies au § 2.2. exigent une étude détaillée de chaque point de la boucle.

2.3.1.1. Le comparateur de phase (Fig. 3)

La fonction est essentielle car de lui dépend toute la précision de la boucle de phase.

- Rapport signal à bruit à l'entrée compris entre - 36 dB et - 16 dB.
- Gain de conversion : 0.2 V/Rd.
- Dérive du faux zéro < 5 mV.

L'étude et la réalisation de ce comparateur de phase par le L.C.T. a permis de montrer que le meilleur résultat était obtenu par l'utilisation directe du comparateur non précédé d'un filtrage passe bande autour de  $F_0$ . (Voir ci-dessous)





En effet, aucun filtre existant ne permettait pour un filtrage relativement étroit ( $Q \gg 1000$ ) d'avoir des garanties sur la stabilité du "retard de phase" entrée sortie, en fonction de la température, du Doppler et du vieillissement.

Le comparateur de phase ainsi développé a permis un fonctionnement pour un rapport signal à bruit de - 40 dB.

#### 2.3.1.2. V C X O

La précision de mesure de phase demandée étant élevée, il faut s'assurer d'une excellente stabilité à court terme du VCXO, soit ici, pour ne pas dégrader la mesure, une stabilité de fréquence meilleure que  $10^{-8}$  sur une seconde.

#### 2.3.1.3. Le filtre de boucle (Fig. 4)

Afin de concilier les différents éléments, le filtre de boucle possède une commutation de bande :

- bande large  $\omega_n = 57$  Hz  $\zeta = 0,707$  ;
- bande étroite  $\omega_n = 19$  Hz  $0,707 < \zeta < 0,9$ .

Cette commutation de bande a deux intérêts majeurs :

- a) en bande large (Fig. 4)

Le filtre de la forme  $F(p) = - \frac{R}{R_1} \frac{1 + \zeta_2 p}{1 + \zeta_1 p}$  a un gain continu faible ( $-\frac{R}{R_1}$ ) ce qui a pour avantage de conserver sans signal à l'entrée, le VCXO sur sa fréquence centrale. (Un gain très élevé même allié à un faible off-set pla-

cerait le VCXO en butée).

Une bande de 30 Hz nous définit un rapport signal à bruit dans la bande de boucle égal à 9 dB soit à 2 dB du seuil généralement admis (7 dB).

b) en bande étroite (Fig. 5 )

Le filtre de la forme  $- A \frac{1 + \tau_{2p} p}{1 + \tau_{1p} p}$  a un gain continu très élevé. La boucle étant préalablement accrochée, ceci a pour effet de réduire l'écart statique de phase ( $\Delta\phi$ ) induit par l'écart Doppler ( $\Delta\omega$ )  $\Delta\phi = - \frac{\Delta\omega}{K_V}$  ( $K_V$  = gain continu dans la boucle).

La largeur de bande est de l'ordre de 10 Hz.

2.3.1.4. Performances de l'équipement

La boucle de phase ainsi décrite a été réalisée et testée. Il est apparu que les solutions proposées permettent de satisfaire les spécifications et il s'est confirmé que l'élément dont la mise au point était la plus délicate, était le comparateur de phase.

Les performances obtenues sur cette boucle sont les suivantes :

- temps d'acquisition de la boucle pour un Doppler de  $\pm 30$  Hz.....  $< 800$  ms
- dérive liée à la dynamique du signal pour  $\frac{P}{N_0}$  variant de 41 à 50 dB/Hz.....  $\tau_{\max} - \tau_{\min} \leq 0.5$  ns
- dérive relative à la température 0 à 40° C.....  $\tau_{\max} - \tau_{\min} \leq 0.5$  ns





- 
- dérive relative à la variation de la puissance de bruit  $-1 \text{ dB} < N_0 B < +1 \text{ dB} \dots \dots < 0,4 \text{ ns}$
  - dérives liées aux variations des tensions d'alimentation gamme  $\pm 1 \%$  sur le  $+ 12 \text{ V}$ ,  $- 12 \text{ V} \dots \dots < 0,52 \text{ ns}$
  - dérives liées au Doppler ( $\pm 30 \text{ Hz}$ ) erreur non mesurable en tout état de cause.  $< 0,1 \text{ ns}$
  - dérive due au vieillissement :
    - . sur 1 jour  $\dots \dots \dots 0,1 \text{ ns}$
    - . sur 8 jours  $\dots \dots \dots 0,3 \text{ ns}$
  - écart maximum observé en fonction de tous ces paramètres  $\dots \dots \dots < 1,65 \text{ ns}$ .
  - L'erreur aléatoire directement reliée au bilan de liaison et définie théoriquement par :

$$\sqrt{\varphi} = \sqrt{\frac{N_0 B L}{P}}$$

se situe à moins de 2 dB des courbes théoriques, soit ici en temps :

$$\sqrt{\varphi} = 26 \text{ ns pour } \frac{P}{N_0} = 28 \text{ dB/Hz ;}$$

$$\sqrt{\varphi} = 5,6 \text{ ns pour } \frac{P}{N_0} = 41 \text{ dB/Hz.}$$

- Volume  $\dots \dots \dots \simeq 0,3 \text{ l}$
- Poids  $\dots \dots \dots \simeq 0,3 \text{ kg}$
- Consommation  $\dots \dots \dots \simeq 0,5 \text{ W}$

## 2.3.2. Phasemètre

### 2.3.2.1. Fonction

Ceci est l'appareil de mesure proprement dit ; il n'effectue plus aucun filtrage sur le signal. Son rôle est de comparer la sous-porteuse  $F_0$  émise et issue d'un Oscillateur Ultra-Stable (OUS) et la sous-porteuse  $F'_0$  reçue filtrée et remise en forme par la boucle de phase.

Le retard de phase de ces deux signaux est à chaque instant significatif de la distance satellite balise. La précision demandée étant de l'ordre de la nanoseconde, il est exclu d'effectuer une mesure directe.

### 2.3.2.2. Principe

La mesure est effectuée en utilisant une méthode vernier.

On crée un signal  $S$  dont la fréquence  $F$  est distante de  $F_0$  et  $F'_0$  de 1 kHz ; on observe alors un glissement des passages à zéro de  $F$  par rapport à  $F_0$  et  $F'_0$ . Tous ces signaux étant carrés, on exploite ce glissement de phase au moyen d'une logique qui repère les instants respectifs  $t_1$  et  $t_2$  où l'on a coïncidence des fronts montants de  $F$  avec  $F_0$  et  $F'_0$  (voir fig. 6). La valeur  $t_1 - t_2$  est alors directement significative de l'écart de phase existant à l'instant  $t_2$ . La mesure s'effectuant avec une horloge de comptage à 1 MHz. On remarque de plus, que le résultat de la mesure se rapporte sans ambiguïté à l'instant  $t_2$ , soit une datation à  $1 \mu s$  près.

Le pas de quantification est 1 ns.

La durée de la mesure  $\ll 1 \text{ ms}$ .



### 2.3.2.3. Performances

La maquette sur table réalisée par l'E.M.D. a permis d'obtenir les précisions suivantes :

- biais  $< 1$  ns..... - 30° C à + 60° C
- variance  $< 1.1$  ns..... - 30° C à + 60° C
- consommation estimée..... 0.5 W
- volume..... 0.3 l
- poids..... 0.3 kg.

### 2.3.3. Equipement de levée d'ambiguïté

#### 2.3.3.1. Principe

Le sous-ensemble de levée d'ambiguïté utilise la cohérence de phase existant entre les différentes sous-porteuses. Il reste à préciser que ce multiplex est constitué de signaux logiques (carrés).

La sous-porteuse  $F'_0$  étant acquise, on effectue l'acquisition des sous-porteuses  $F_4$  en comparant la phase du signal  $F_1$ , généré localement par division de  $F'_0$  à la phase du signal reçu.

Les différences de phases possibles étant 0 ou  $\pi$ , on est ramené à l'estimation d'un signal entre deux configurations antipodales possibles. L'estimateur optimum est alors constitué d'un corrélateur et la probabilité d'erreur d'estimation est définie par :

$$P_E = \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf} \sqrt{\frac{E}{N_0}}) \quad (2)$$

ceci au niveau de chaque sous-porteuse.

---

La levée de doute se fait séquentiellement. On note que pour pouvoir effectuer la levée de doute de la sous-porteuse de rang  $i$ , il faut :

- avoir fait l'acquisition de  $F'_0$  ;
- utiliser  $F'_0$  pour piloter le diviseur synchrone ;
- avoir levé le doute sur les sous-porteuses de rang inférieur.

L'émission des sous-porteuses est séquentielle car lorsque l'ambiguïté sur une sous-porteuse a été levée, son émission devient inutile. Lorsque toutes les opérations de levées d'ambiguïtés sont terminées, les 8 sorties du diviseur recopient les phases du multiplex reçu sous la conduite de l'horloge  $F'_0$ .

#### 2.3.3.2. Description (Figures 7, 8)

Les figures 7 et 8 montrent deux dispositifs permettant de faire la levée d'ambiguïté. Dans le premier, il est nécessaire d'utiliser un multiplicateur rapide large bande travaillant avec un rapport signal à bruit en entrée de  $-39$  dB, multiplicateur dont la faisabilité était loin d'être prouvée au départ.

Dans la deuxième solution (figure 8), on utilise une voie pour chaque sous-porteuse (filtre + corrélateur) ce qui a pour conséquence d'aboutir à une solution techniquement plus simple mais beaucoup plus volumineuse (d'autant plus que le temps d'acquisition n'est pas amélioré, les levées d'ambiguïtés devant être successives).

En accord avec la séquence d'émission balise, le corrélateur compare successivement la



phase de la sous-porteuse locale avec la sous-porteuse reçue. En fonction du résultat, l'organe de décision conserve la sous-porteuse locale ou choisit sa valeur complémentaire.

#### Le multiplicateur .....

Cet élément particulièrement critique a été développé au L.C.T. Il permet un fonctionnement jusqu'à - 40 dB dans une bande de fréquences s'étendant de 1 kHz à plusieurs Megahertz. Son fonctionnement est le même dans toute la gamme de fréquences sans aucune modification.

#### L'intégrateur .....

Afin d'éliminer les effets des tensions de décalage du multiplicateur et de l'intégrateur, on a divisé la durée d'intégration de 0 à T en deux parties égales 0 à  $\frac{T}{2}$  ;  $\frac{T}{2}$  à T. Durant la première demi-période, on corréle avec une sous-porteuse et durant la demi-période suivante on corréle avec la sous-porteuse complémentaire. En fin d'intégration, les deux valeurs sont comparées entre elles, ce qui permet de définir la phase de la sous-porteuse reçue.

Ce système présente l'intérêt d'être insensible à la température au vieillissement, cela sans pertes théoriques. Tout le reste du sous-système se présente sous forme logique et ne présente aucune difficulté particulière.

---

2.3.3.3. Performances (figure 9)

Les performances sont définies pour l'équipement dont le schéma est minimum. Un point vital résidait dans la faisabilité du multiplicateur rapide fonctionnant à - 40 dB de rapport signal à bruit.

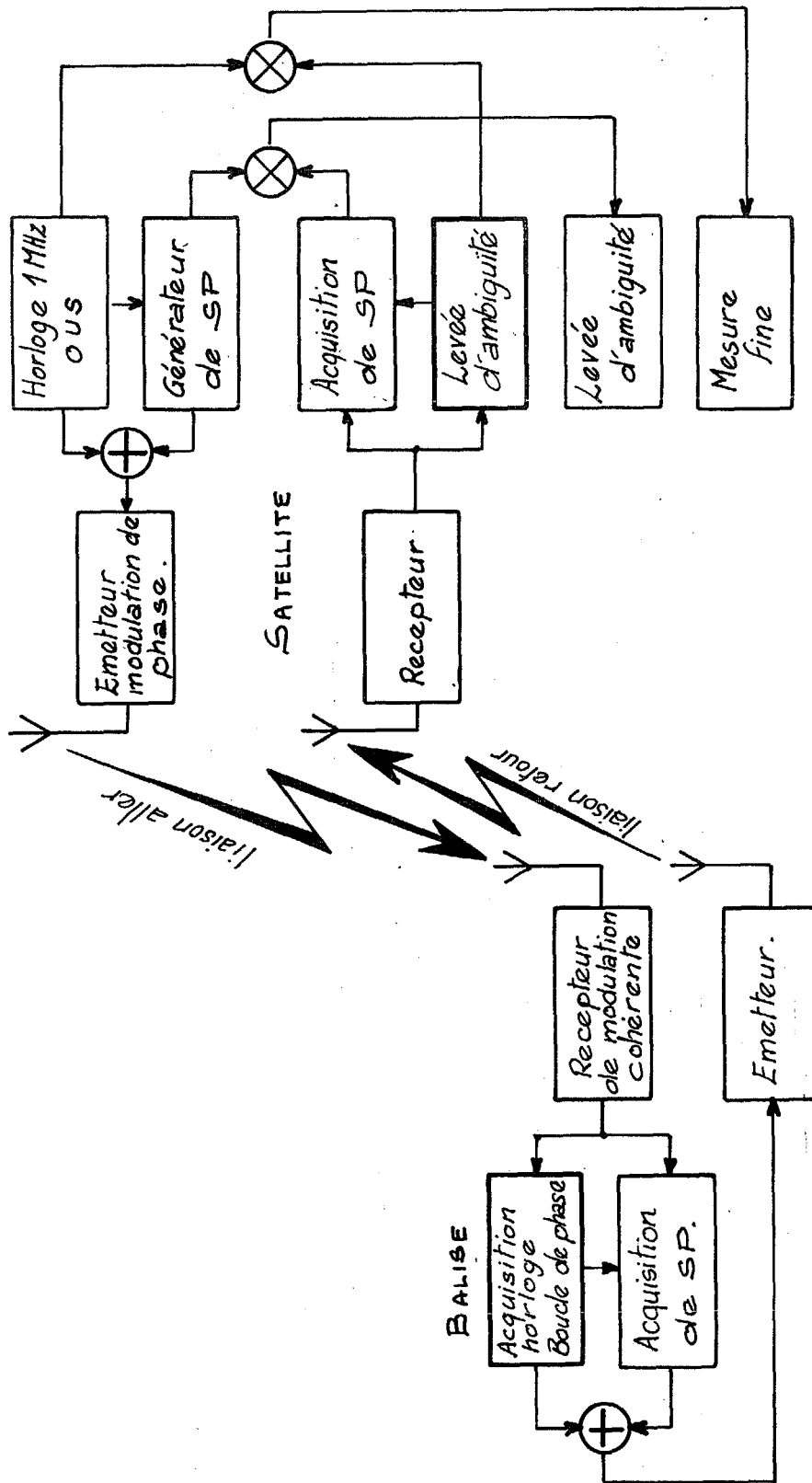
Les résultats obtenus sur la maquette montrent sans équivoque le parfait fonctionnement de ce circuit sans dégradation des mesures pour les niveaux les plus défavorables. Les essais ont été effectués jusqu'à des niveaux de - 43 dB sans mettre en évidence un fonctionnement limite de ce circuit.

Les résultats pratiques en probabilité de fausse acquisition du multiplex restent à moins de 1 dB des courbes théoriques.

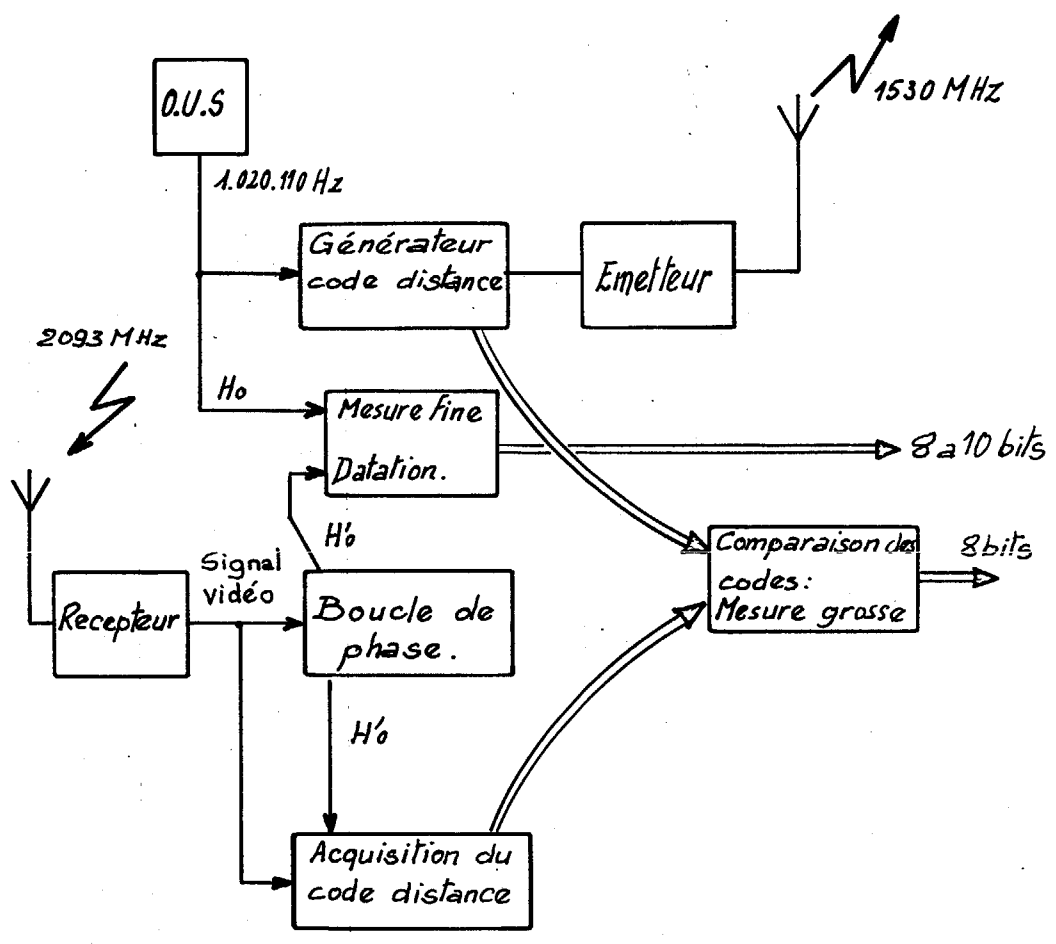
Pour une probabilité de fausse acquisition de  $10^{-3}$  du multiplex, le temps total d'acquisition est de 112 ms, tel que mesuré sur la maquette.

Consommation.....	0.5	W.
Volume.....	0.4	l.
Poids.....	0.4	kg.

Afin de limiter au maximum la consommation, on a utilisé chaque fois que cela était possible, de la logique faible consommation. L'utilisation de la logique rapide étant réservée aux points où cela est strictement nécessaire (précision, raideur des fronts).



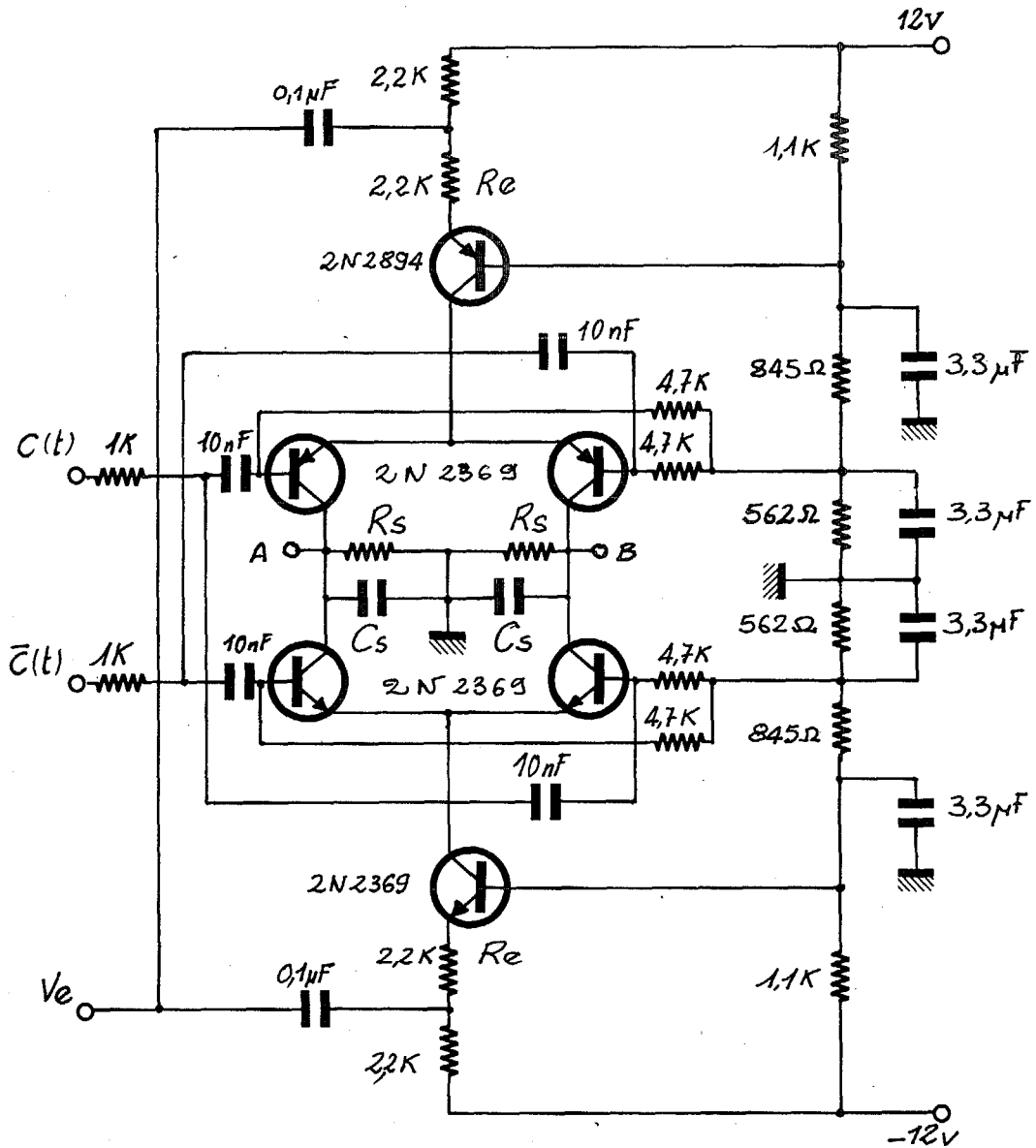
. Synoptique de la mesure distance . - Fig. 1 -



Bloc diagramme  
Mesure distance

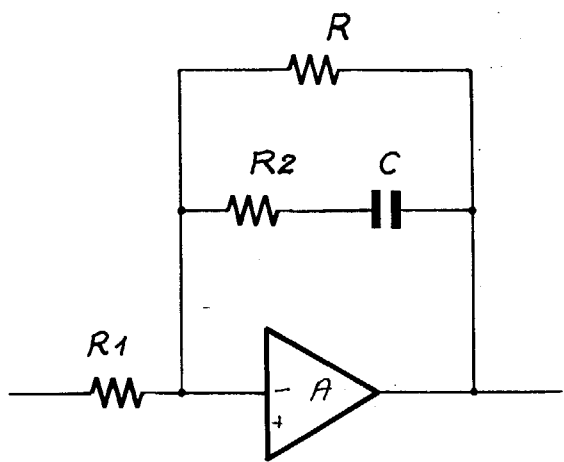
.Fig: 2.





. Multiplicateur analogique .

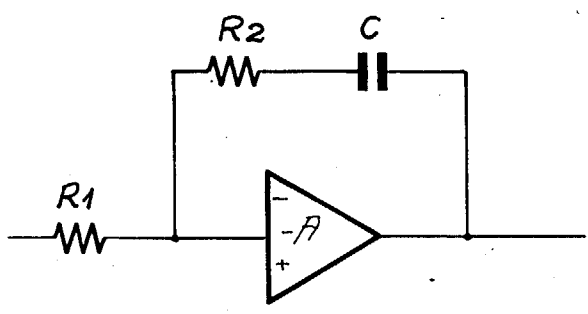
. Fig: 3 .



$$F_p = \frac{-R}{R_1} \frac{1 + R_2 \cdot C_p}{1 + C_p(R + R_2)}$$

$$F_p = \frac{-R}{R_1} \frac{1 + \frac{1}{s} \frac{R_2}{C}}{1 + \frac{1}{s} \frac{R + R_2}{C}}$$

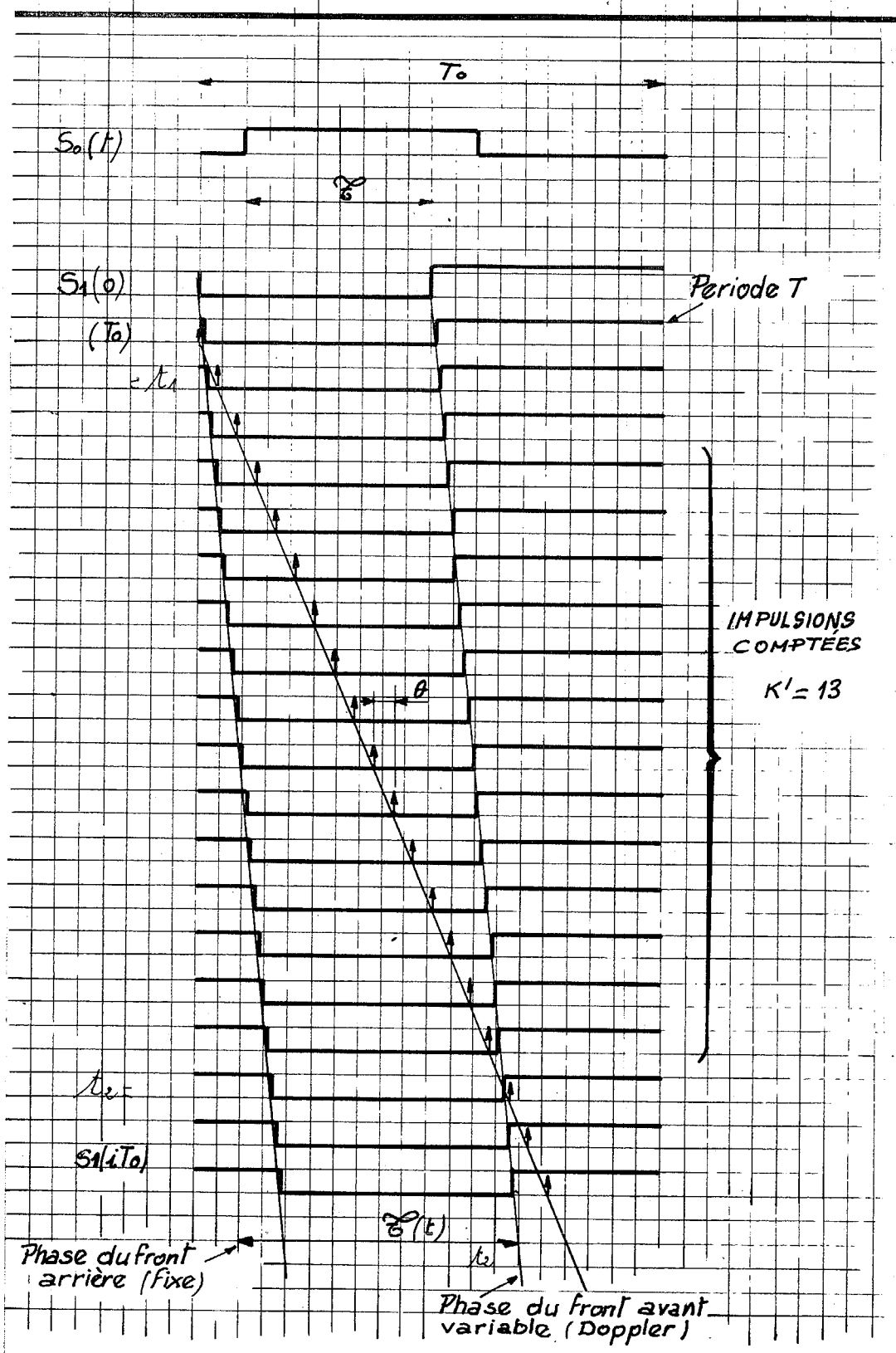
Fig: 4



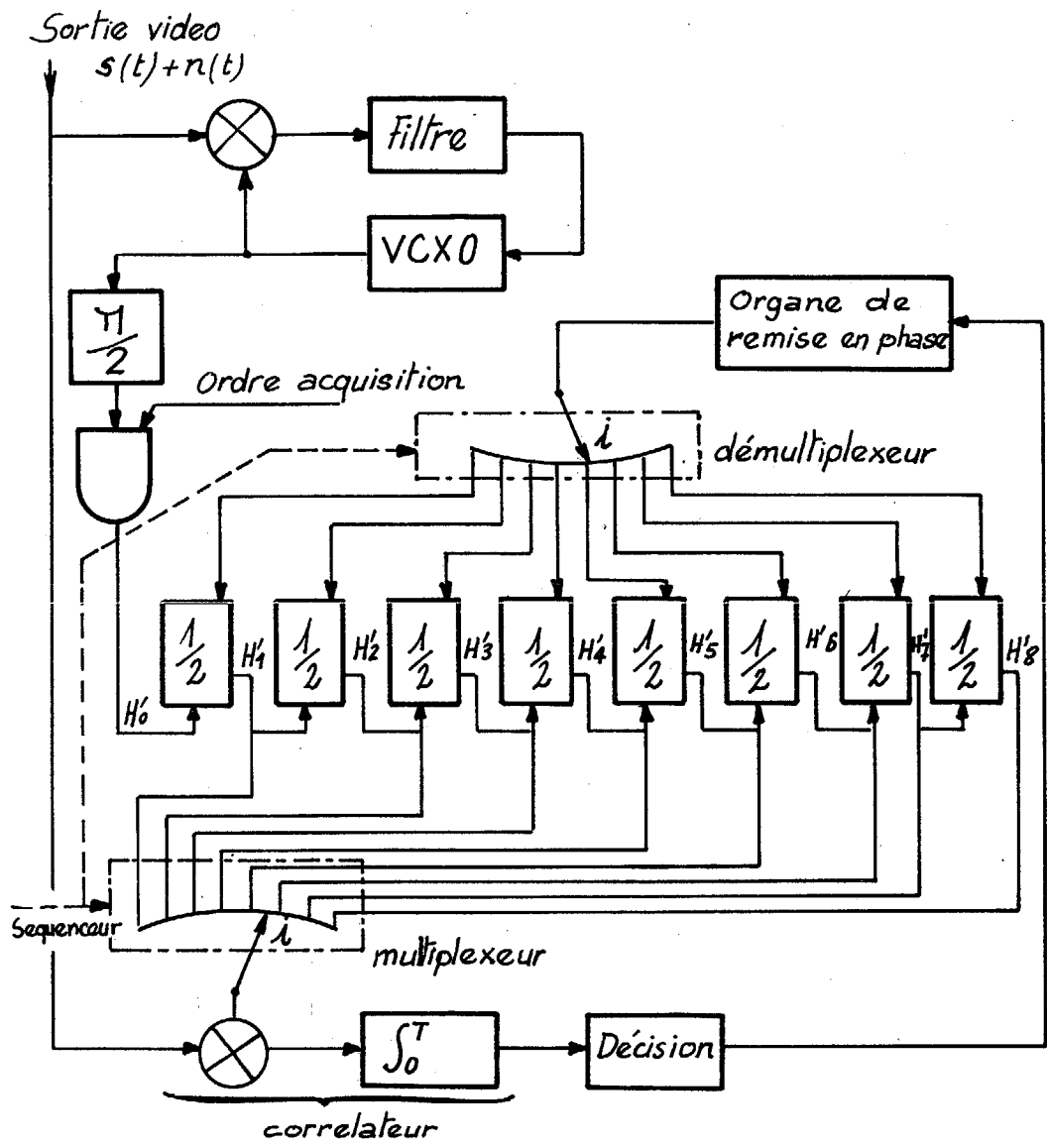
$$F_p = \frac{-A(1 + R_2 \cdot C_p)}{1 + C_p(R_2 + AR_2)}$$

$$F_p = -A \frac{1 + \frac{1}{s} \frac{R_2}{C}}{1 + \frac{1}{s} \frac{R_2 + AR_2}{C}}$$

Fig: 5



.Fig:6.

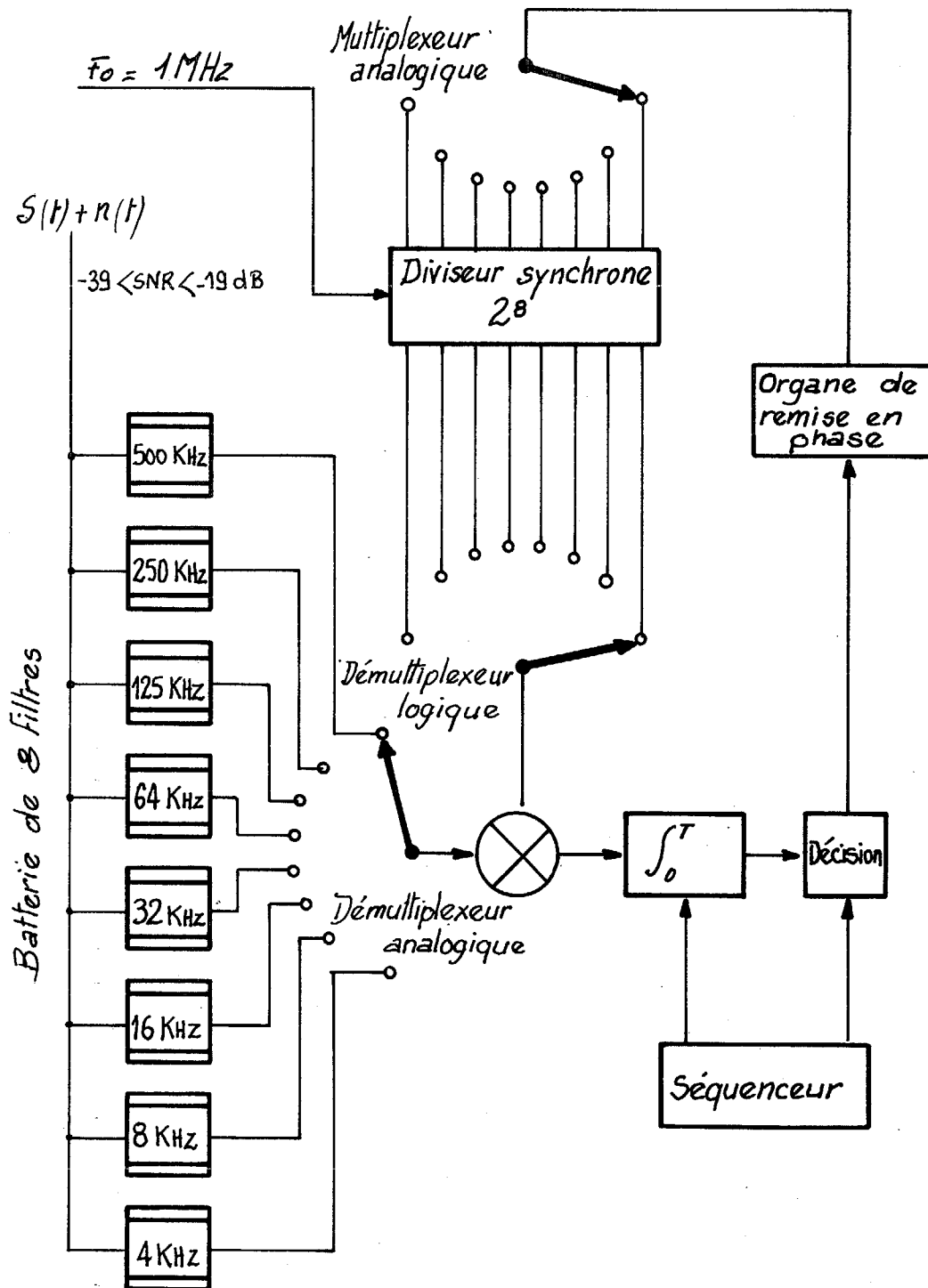


- Acquisition du code -  
 - Mesure distance -

- Fig:7 -

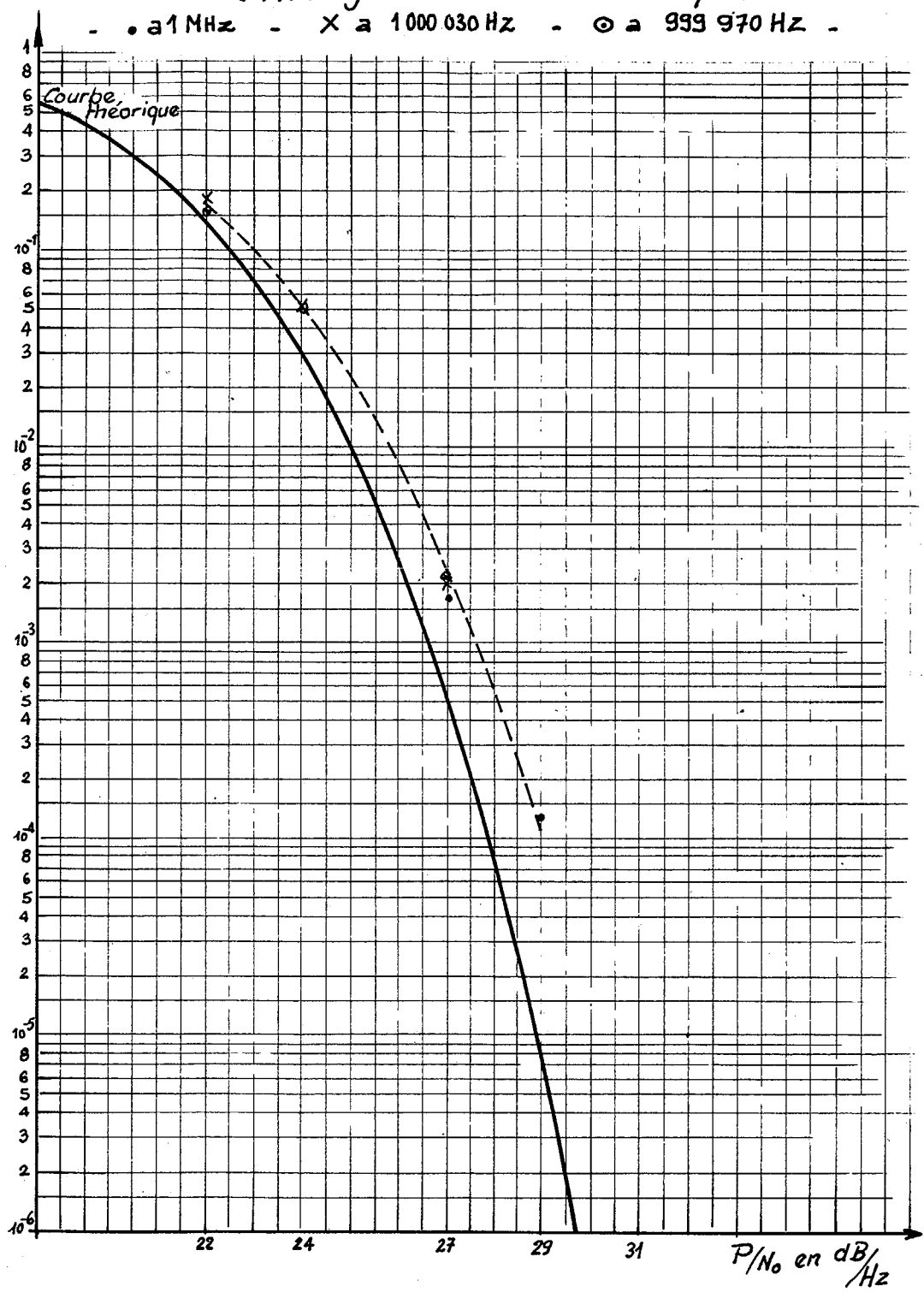


*Equipement acquisition du multiplexeur -  
Solution batterie de filtres*



*Fig: 8.*

*Erreurs d'acquisition .  
Montage avec la boucle de phase .*



*Fig: 9.*

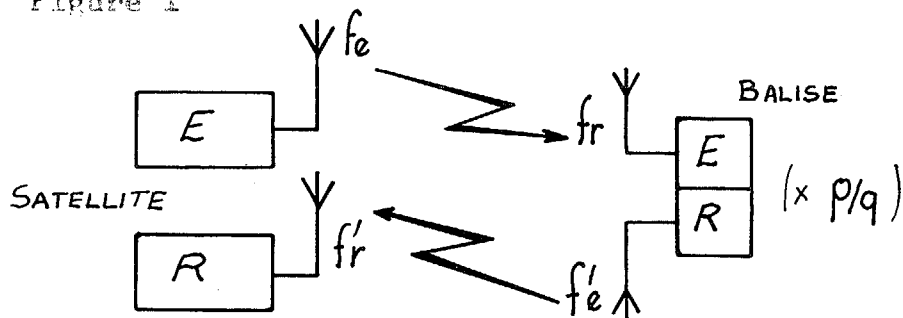


### 3. MESURE DE VITESSE

#### 3.1. Principe

Le satellite émet une fréquence fixe  $f_e$ . Cette fréquence est reçue par la balise affectée d'effet Doppler. Elle est réémise après multiplication par  $p/q$  ; le satellite reçoit cette fréquence affectée de l'effet Doppler aller - retour.

Figure 1



La fréquence reçue est liée à la fréquence émise par la relation :

$$f'_r = \frac{p}{q} f_e \cdot \frac{1 - \frac{\bar{v}}{c}}{1 + \frac{\bar{v}}{c}}$$

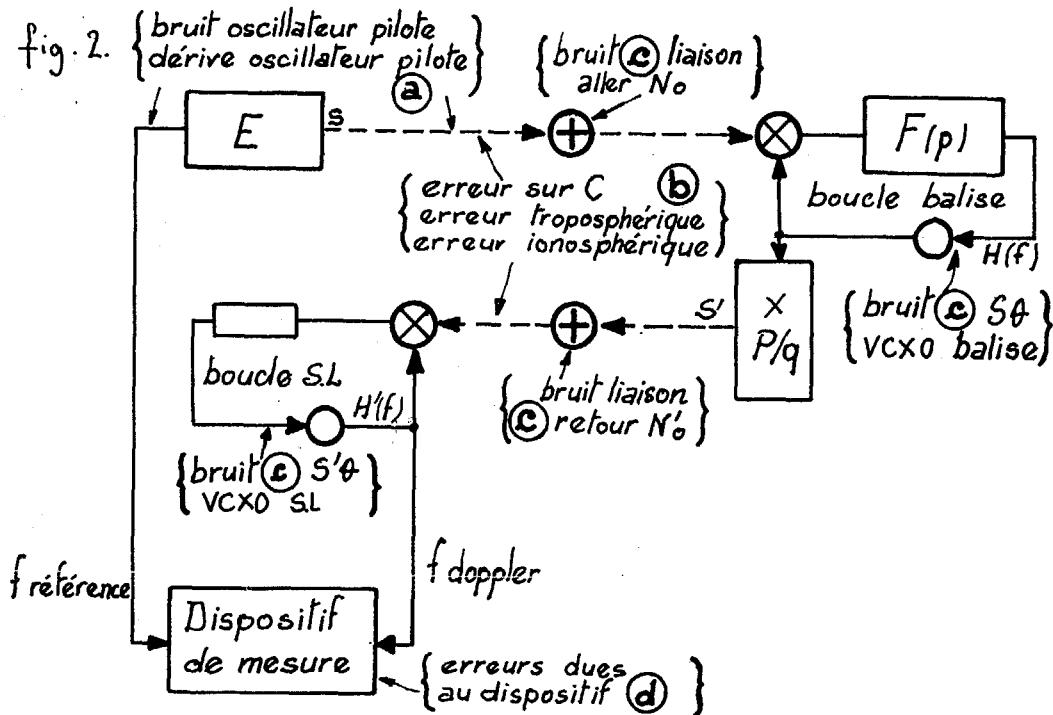
$c$  : vitesse de la lumière ;

$\bar{v}$  : vitesse radiale du satellite.

Si  $\bar{v} \ll c$  :  $f_D = f'_r - f_e$ ,  $f_D \approx \frac{p}{q} f_e \frac{2\bar{v}}{c}$  ①

La mesure de  $f_D$  permet donc de connaître  $\bar{v}$ .

La chaîne de mesure réelle entre élaboration de  $f_e$  et mesure de  $f_D$  fait apparaître des erreurs de divers types (fig. 2).



Les erreurs de type :

- (a) sont uniquement dépendantes du rapport temps de parcours E.M. ;  
temps de mesure
- (b) sont compensées par traitement ou interviennent comme facteur d'échelle ;
- (c) sont fonction de la qualité de la liaison et des oscillateurs ;
- (d) est l'erreur commise dans le dispositif de mesure, fonction :
  - du temps de mesure,
  - de la résolution du dispositif, donc de la fréquence équivalente de comptage.





Ces erreurs sont de type aléatoire.

Le bilan quantitatif de ces erreurs montre que l'on peut tolérer au maximum pour l'erreur de type d :

$$\sigma_D^2 = \frac{\sigma^2 \text{ vitesse Doppler}}{100} = \quad (2)$$

D'autre part :

$$\frac{\sigma_{f_D}}{f_D} = \frac{\sigma_{v_D}}{v_D}$$

La fréquence  $f_e$  est 2,1 GHz,  $v_{D_{\max}} \simeq 6,5 \text{ km.s}^{-1}$ , d'où  $f_{D_{\max}} < 100 \text{ kHz}$  d'après (1).

La précision de la localisation ( $< 2 \text{ m}$ ) impose  $\sigma_{v_D} < 2 \cdot 10^{-3} \text{ m.s}^{-1}$ , ce qui signifie :

$$\sigma_{f_D} < 25 \cdot 10^{-3} \text{ Hz} ,$$

à quoi correspond d'après (2) :

$$\sigma_{\text{fréquence mesurée}} < \frac{\sigma_{f_D}}{10} < 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ Hz}.$$

### 3.2. Contraintes de fonctionnement

Les contraintes d'environnement sont naturellement les mêmes que pour la mesure distance. Les contraintes spécifiques sont :

1) précision de la mesure de fréquence :

$$\sigma_{f \text{ mesurée}} < 2,5 \text{ mHz} ;$$

2) précision de la datation :

$$10 \text{ } \mu\text{s} \text{ par rapport au temps universel} ;$$

3) durée de la mesure (imposée par le système) :

$$\text{égale ou inférieure à 1 seconde} ;$$

4) dynamique de la fréquence à mesurer (le récepteur fournit une fréquence centrée autour de  $f_p = 350$  kHz) :

$$f_D = f \text{ mesurée} - f_p$$

$$250 \text{ kHz} \leq f_{\text{mesurée}} \leq 450 \text{ kHz.}$$

### 3.3. Description de l'équipement fréquencemètre

#### 3.3.1. Principe retenu

Compte tenu des contraintes 2, 3 et 4 du § 3.2., le système retenu est le principe du périodemètre modifié, méthode quantant.

A l'intérieur d'une fenêtre de temps  $\zeta$  de référence, on détermine une fenêtre de temps T allant du premier front positif du signal à mesurer  $t_m$ , après le début de  $\zeta$ , jusqu'au premier front positif du signal à mesurer après la fin de  $\zeta$ .

Si  $\zeta$  est grand devant la période de  $t_m$ , on réalise un créneau T cohérent avec le signal à mesurer, et de durée sensiblement constante ( $\zeta \pm t_m$ ).

On compte alors, sans ambiguïté le nombre N de périodes de  $t_m$  dans T.

On calcule T à partir de  $\zeta$  connu, et de la mesure des intervalles  $\Delta t_1, \Delta t_2$ .

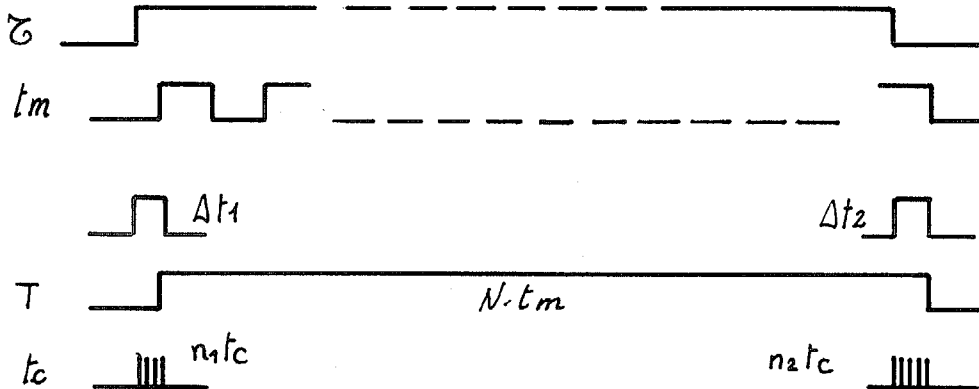
Les figures 3 et 4 donnent les synoptique et chronogramme de principe du système.

La résolution (ou pas de quantification) du système étant :

$$r = \frac{f_m}{\zeta \cdot f_c}$$

et,  $\sigma_{f_{\text{mesurée}}} = \frac{r}{\sqrt{6}}$ ,

on voit qu'à un  $\sigma_f$  de 2,5 mHz correspondrait une



$$T = Z \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2 = n_0 t_c$$

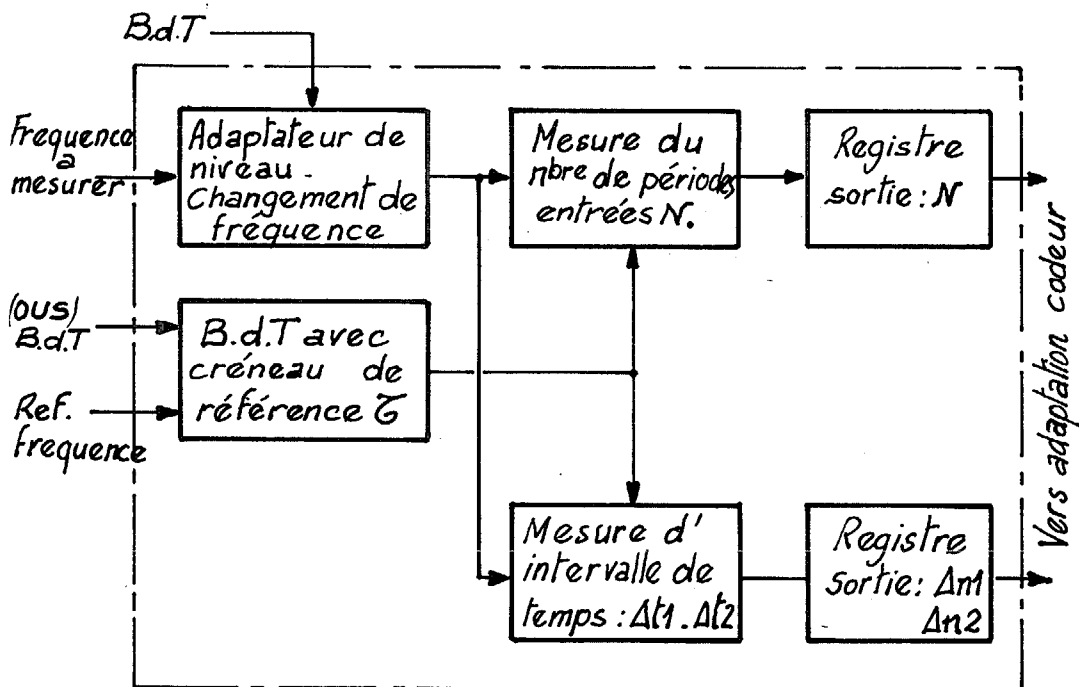
$$\Delta t_1 = n_1 t_c \quad \Delta t_2 = n_2 t_c$$

$$N t_m = Z \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2 = t_c (n_0 - n_1 + n_2)$$

$$f_m = \frac{N}{(n_0 + \Delta n)} f_c \quad \text{Résolution } \frac{f_m}{Z f_c} \quad (\text{si } Z \gg \Delta t)$$

- Fig: 3 -

Précision  $\frac{f_m \max}{Bf} \frac{1}{Z f_c}$



- Fig: 4 -



fréquence de comptage (période  $t_c$ ) :

$$f_c \gg \frac{f_m}{\sqrt{6} \cdot \sqrt{f} \cdot \zeta} \quad f = 2.5 \cdot 10^{-3} \text{ Hz}$$

$$\zeta = 1 \text{ s}$$

$$f_c \gg 75 \text{ MHz}$$

$$f_m = 450 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

Plutôt que de réaliser un comptage direct, ce qui entraînerait une forte consommation (utilisation de logique rapide), nous avons choisi une méthode de dilatation de temps pour la mesure des créneaux  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ .

Pendant les temps  $\Delta t_1$  ou  $\Delta t_2$ , on charge avec un courant constant  $I$  un condensateur ayant au repos à ses bornes une tension  $v$ . A la fin du temps  $\Delta t$ , on décharge le condensateur avec un courant  $\frac{I}{k}$  jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit à nouveau  $v$  (fig. 5).

Le temps de décharge sera :

$$\Delta t' = k \Delta t$$

et la mesure de  $t'$  avec une fréquence  $f_c$  sera équivalente à la mesure de  $t$  avec une fréquence  $k f_c$ .

Dans la maquette réalisée, l'utilisation d'une fréquence de comptage de 1 MHz et d'un coefficient  $k = 100$  permet une résolution de :

$$r = \frac{f_m}{\zeta \cdot k \cdot f_c} \quad r = \frac{450 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^2 \cdot 10^6} = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Hz}$$

$$\sqrt{f_{\text{mesurée}}} \simeq 1,85 \text{ MHz.}$$



### 3.3.2. Mise en oeuvre du principe - Technologie

La figure 6 montre le synoptique général de la maquette.

Un multiplicateur changeur de fréquence suivi d'un filtre, permet d'abaisser la fréquence de polarisation de 2,1 MHz à 350 kHz. Sa réalisation ne présente pas de difficultés, les fréquences d'entrée 2,1 et 2,450 assurant un découplage entre les fréquences somme et différence, et étant sans bruit.

Le limiteur reçoit des signaux sinusoïdaux de 200 mV d'amplitude et les transforme en signaux logiques 0 + 5 V avec des fronts de montée  $< 10$  ns. Il est réalisé en éléments discrets (transistors 2 N 2369, 2 N 2894). Le temps de retard n'intervenant pas, car on s'intéresse à la fréquence du signal, et le niveau d'entrée étant constant, la réalisation de cet élément ne présente pas de difficultés.

Les divers circuits logiques sont réalisés en série 54 L, sauf les circuits d'élaboration des créneaux de temps qui sont en logique rapide 54 S (temps de montée  $< 5$  ns).

Le circuit dont la réalisation est la plus délicate est naturellement le circuit de dilatation des temps (interpolateur) : c'est le seul élément analogique dont les performances influent directement sur le système.

On a adopté le schéma de principe de la figure 8. Il est à noter que, pour éviter les ennuis de commutation :

- le générateur de faible courant fournit en permanence un courant  $\frac{I}{k}$  ;

- un circuit de clamping limite la tension aux bornes du condensateur à  $v \pm 2 \text{ mV}$  ;
- le générateur à fort courant absorbe en permanence soit un courant  $\frac{k+1}{k}$  à partir d'une source de tension position repos, soit la somme  $I$  venant du condensateur, +  $\frac{I}{k}$  venant de l'autre générateur pendant la période de mesure des  $\Delta t$  ;
- le commutateur différentiel bipolaire permet le passage de l'une à l'autre de ces configurations à l'aide d'un signal de commutation différentiel de faible amplitude appliqué sur ses entrées.

Le circuit de détection de seuil est composé d'un détecteur de seuil très sensible suivi d'une forte amplification.

Ses caractéristiques sont, entre 0 et 40° C :

- sensibilité..... 5 mV ;
- dynamique..... 5 V ;
- temps de montée en sortie.... < 100 ns.

### 3.3.3. Erreurs du système

Les erreurs principales sont dues à la variation des caractéristiques des éléments en température. On a :

$$\hat{f} = \frac{\hat{N}}{\hat{G} + \hat{\Delta t}}$$

La mesure de  $N$  est possible sans erreur grâce à la cohérence de phase entre le créneau  $T$  et le signal à mesurer.

D'autre part,  $\hat{G}$  est connu et déterminé à partir d'un



oscillateur ultra-stable de stabilité meilleure que  $10^{-10}$  sur 1 s et à moyen terme.

Toutes les erreurs sur  $f$  viendront donc des variations sur la mesure de  $\Delta t$  en température.

Or,  $\Delta t$  est obtenu par une suite d'opérations toutes imparfaites à partir de deux intervalles de temps  $t_2$  et  $t_1$ . Ces opérations sont résumées en figure 9. Le circuit équivalent est donné en figure 10. On voit que grâce à la symétrie des opérations, les erreurs sur les termes sommés symétriquement, s'annulent.

$$\text{On a : } d \Delta t = (t_2 - t_1) \frac{d k}{k}$$

$$\text{et } df = \frac{1}{T} \frac{d k}{k}$$

Sans précautions particulières,  $\frac{d}{dT} \left( \frac{dk}{k} \right) = 10^{-3}/^{\circ} \text{C}$  ce qui conduirait à  $df = 50 \text{ mHz}$  pour  $T = 50^{\circ} \text{C}$ .

Par le choix des éléments des générateurs de courant et l'emploi d'une simple compensation à diode, on arrive à  $\frac{d}{dT} \left( \frac{dk}{k} \right) = 10^{-4}/^{\circ} \text{C}$ .

#### 3.3.4. Performances

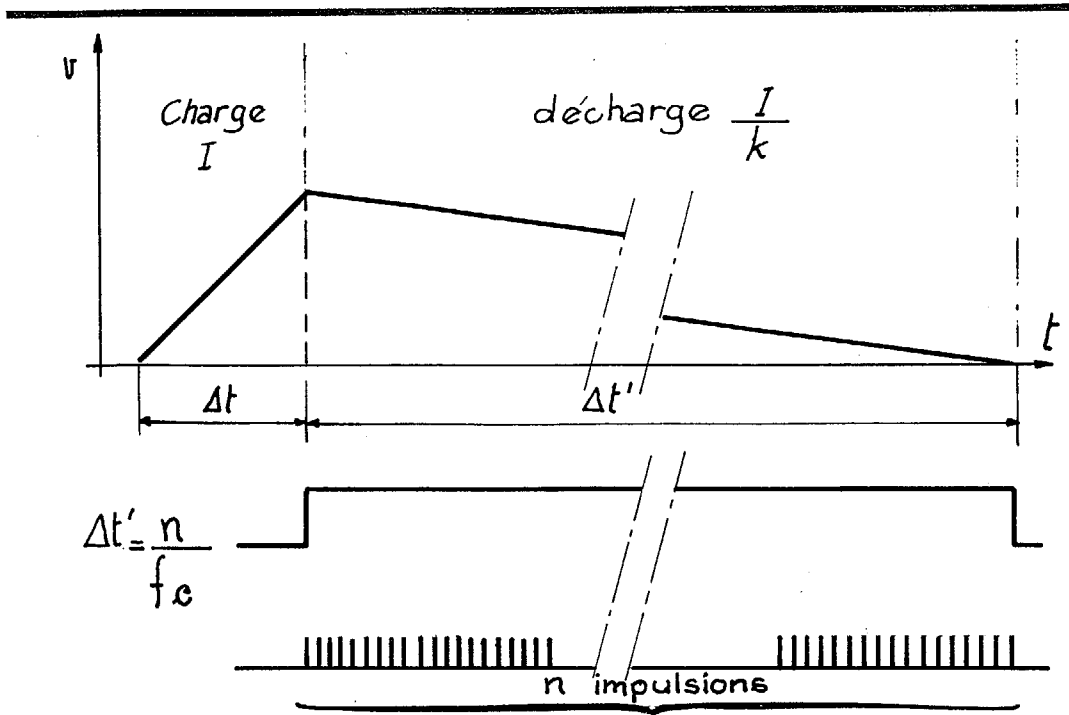
L'ensemble a été testé en température suivant le schéma de mesure (figure 11).

Les résultats peuvent être ainsi résumés par :

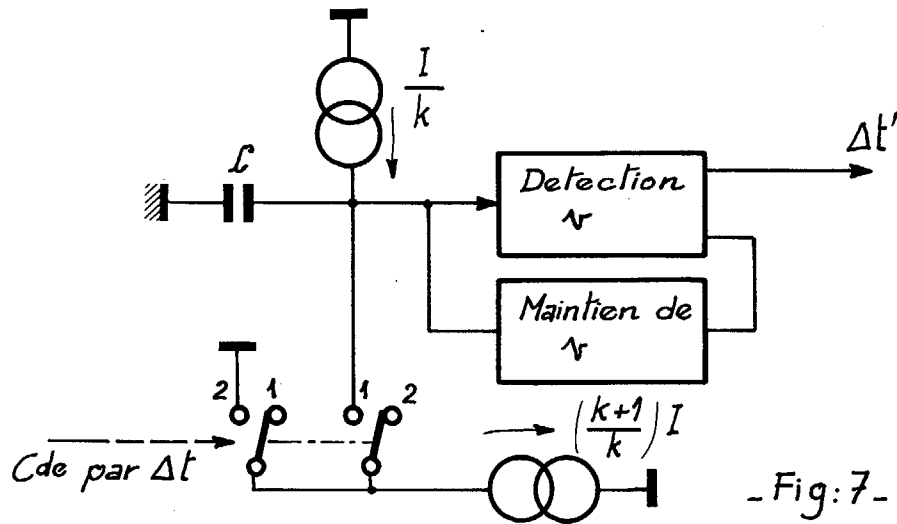
- entre  $- 20^{\circ} \text{C}$  et  $+ 60^{\circ} \text{C}$ .....  $\sigma_{f_{\max}} < 6 \text{ mHz}$  ;

- entre  $0^{\circ} \text{C}$  et  $40^{\circ} \text{C}$ .....  $\sigma_{f_{\max}} < 3 \text{ mHz}$ .

La consommation maximale est environ 500 mW.



- Fig: 5 -



- Fig: 7 -

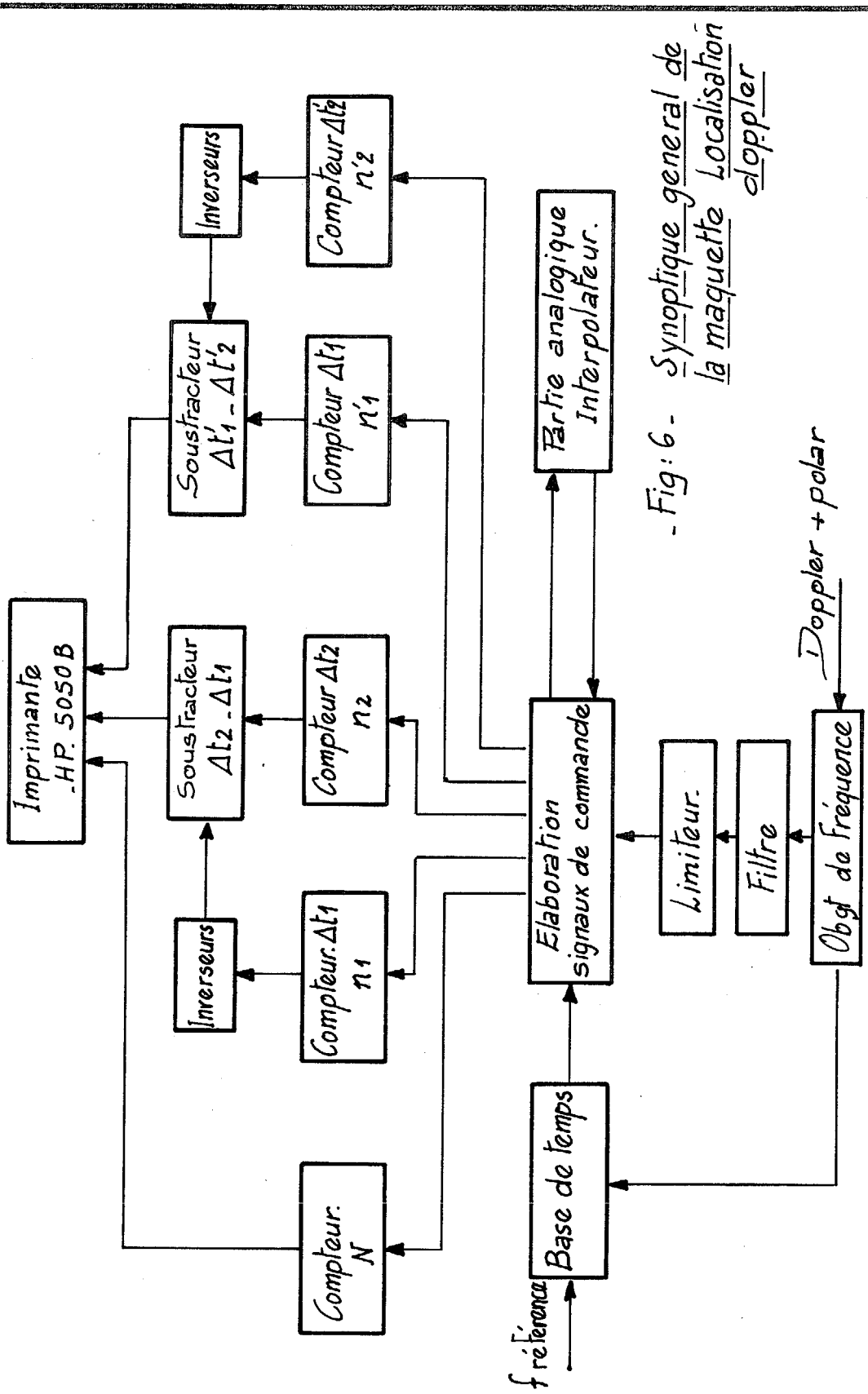
Position interrupteur:

1. Le condensateur est déchargé à partir de la tension  $v$

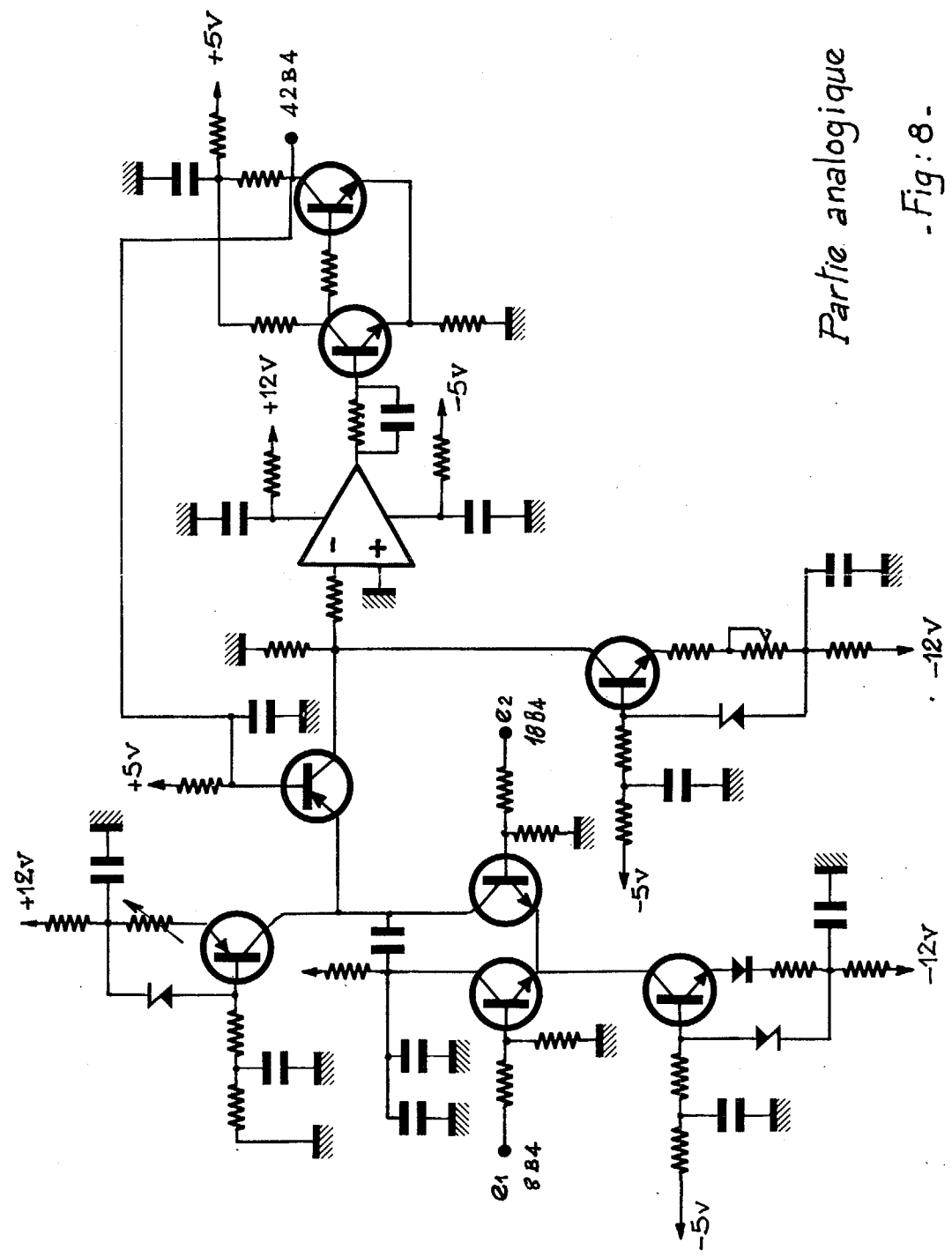
$$\text{par } I' = \left[ \left( \frac{k+1}{k} \right) - \frac{1}{k} \right] I = I$$

2. Le condensateur est rechargé jusqu'à  $v$  par le courant  $\frac{I}{k}$





- Fig: 6 - Synoptique general de la maquette Localisation doppler



Partie analogique

- Fig: 8 -

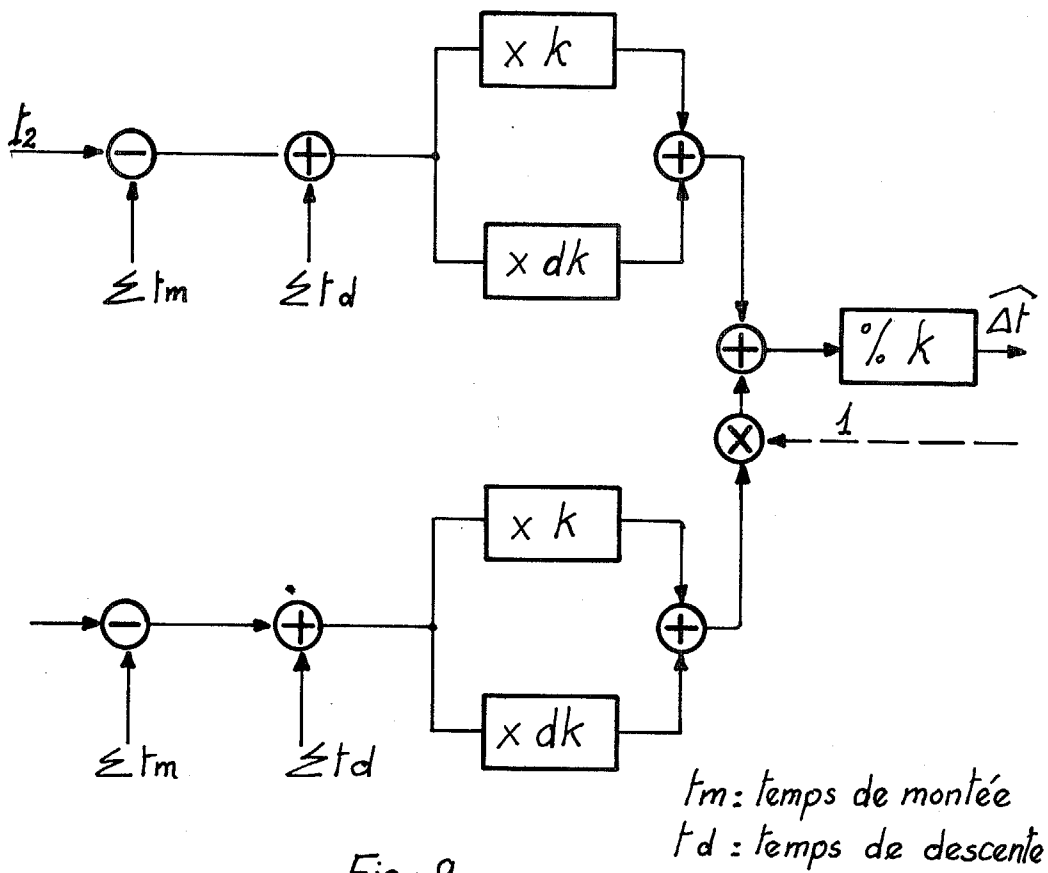


Fig: 9.

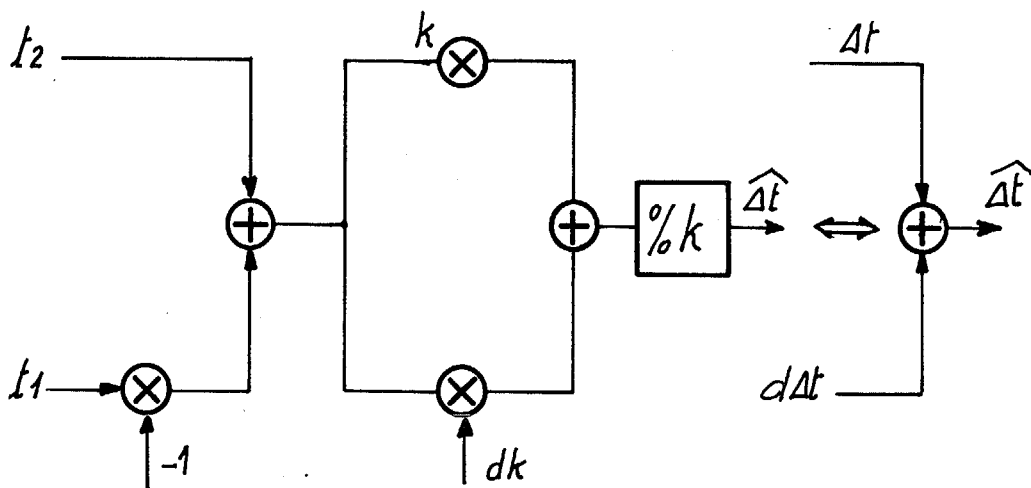
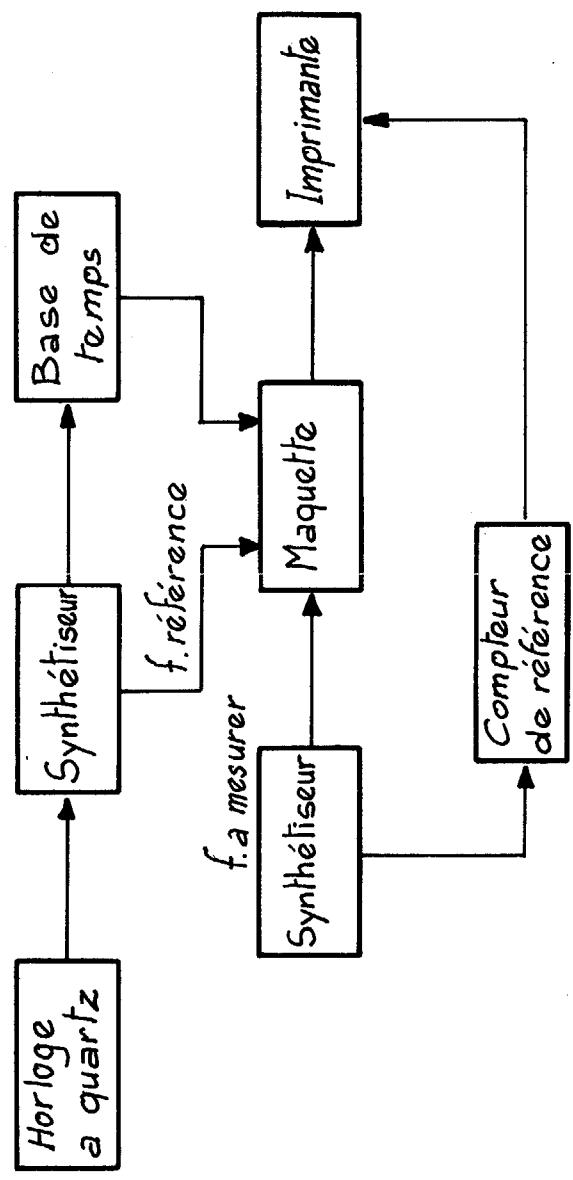


Fig: 10.



- Fig:11 -



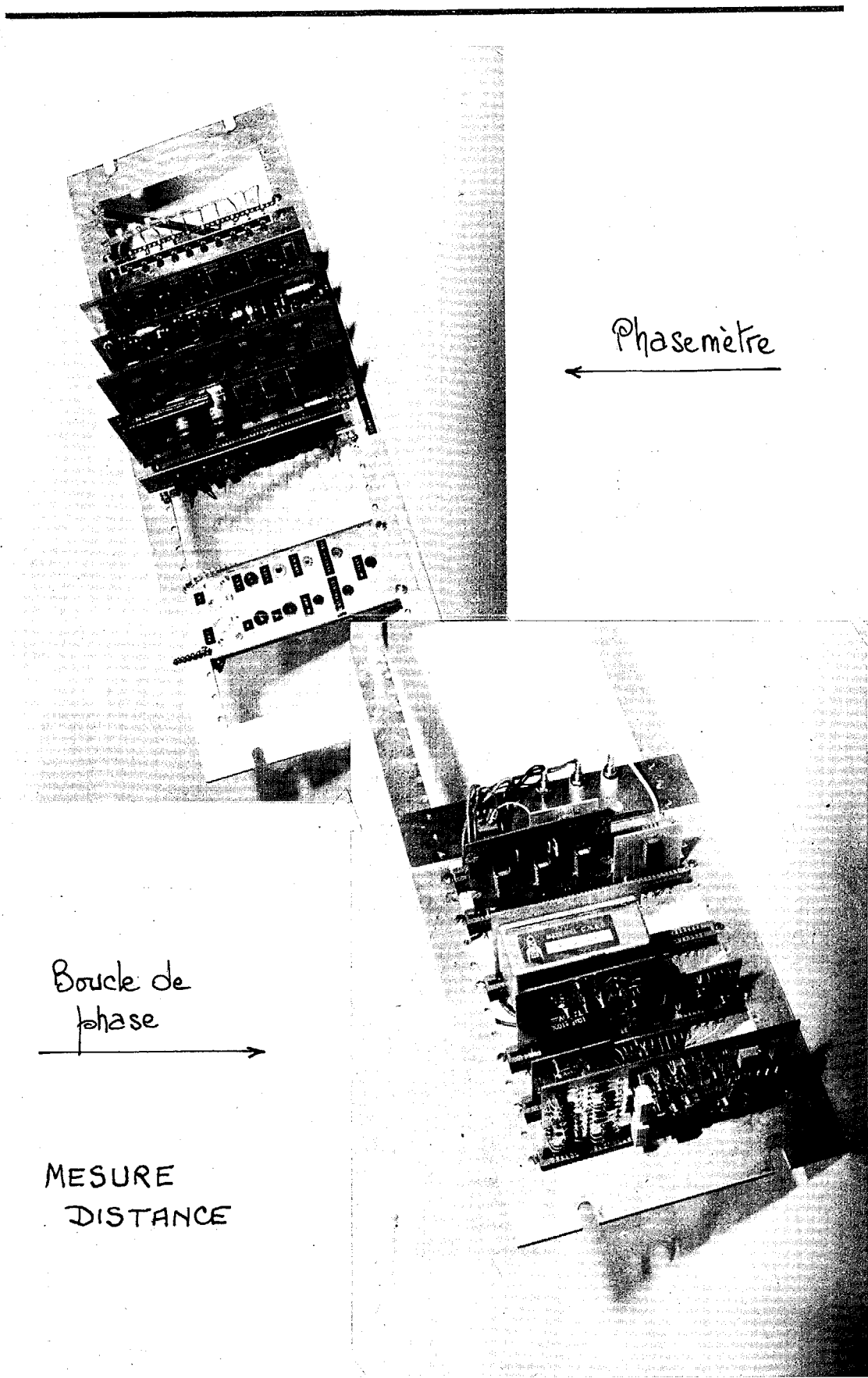
---

## CONCLUSION

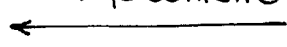
L'ambitieuse mission de GEOLE est de localiser au mètre près des balises fixes réparties sur la Terre à l'aide d'un satellite. Mais la réelle difficulté vient en fait de la mission qui lui est donnée de localiser également, avec le même système, des balises dites "économiques" équipées d'antennes bien plus sommaires et disposant d'une moindre puissance d'émission ainsi que des véhicules se déplaçant à vitesse lente. L'objectif étant de ne pas dégrader sensiblement les performances réelles des sous-systèmes par rapport à leurs limites théoriques consécutives aux différentes qualités des liaisons radioélectriques, il a fallu concevoir un équipement de traitement et mesure des signaux de distance et vitesse radiale qui reste optimum dans un grand éventail de cas.

Les difficultés majeures que l'on avait pu localiser au départ dans les multiplicateurs à 1 MHz (devant fonctionner dans le bruit très près de leur seuil), et dans les dispositifs de mesure eux-mêmes (devant délivrer leurs résultats avec la précision recherchée dans des temps très réduits et en "ambiance spatiale") ont été successivement résolues grâce à un travail de laboratoire systématique et avec un support industriel dans cette phase de recherche.

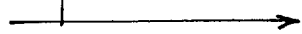
Remarque : on n'oubliera pas qu'il n'a été fait aucune mention de difficultés d'un autre ordre pour répondre à la mission de localisation précise : celle de la stabilisation des temps de transit. Le contrôle de la variation dans le temps des délais de propagation des ondes dans les circuits HF eux-mêmes fait l'objet d'une investigation parallèle dans d'autres laboratoires du C.N.E.S.



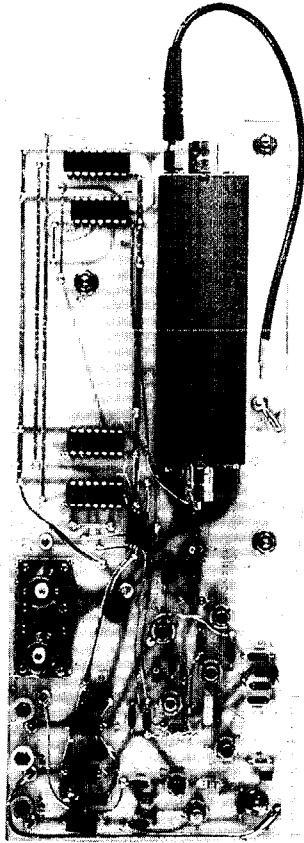
Phasemètre



Boucle de  
phase



MESURE  
DISTANCE



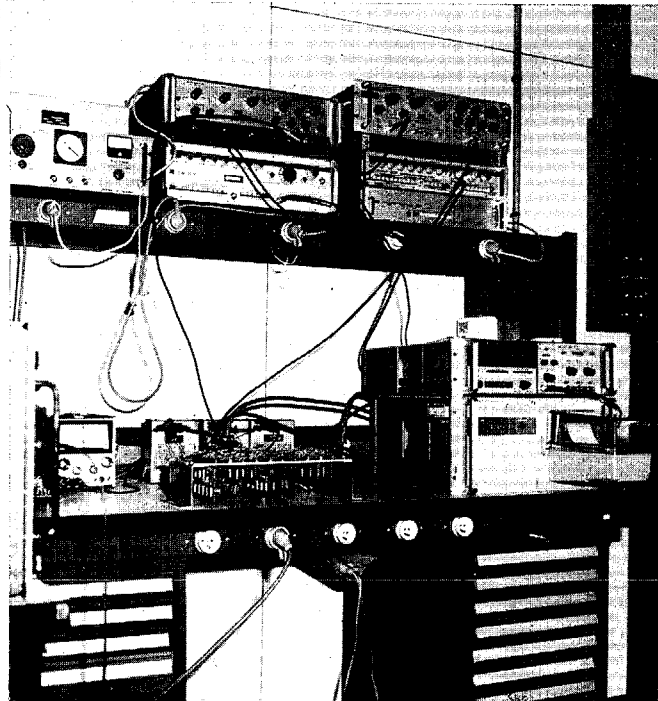
Oscillateur  
déclenché

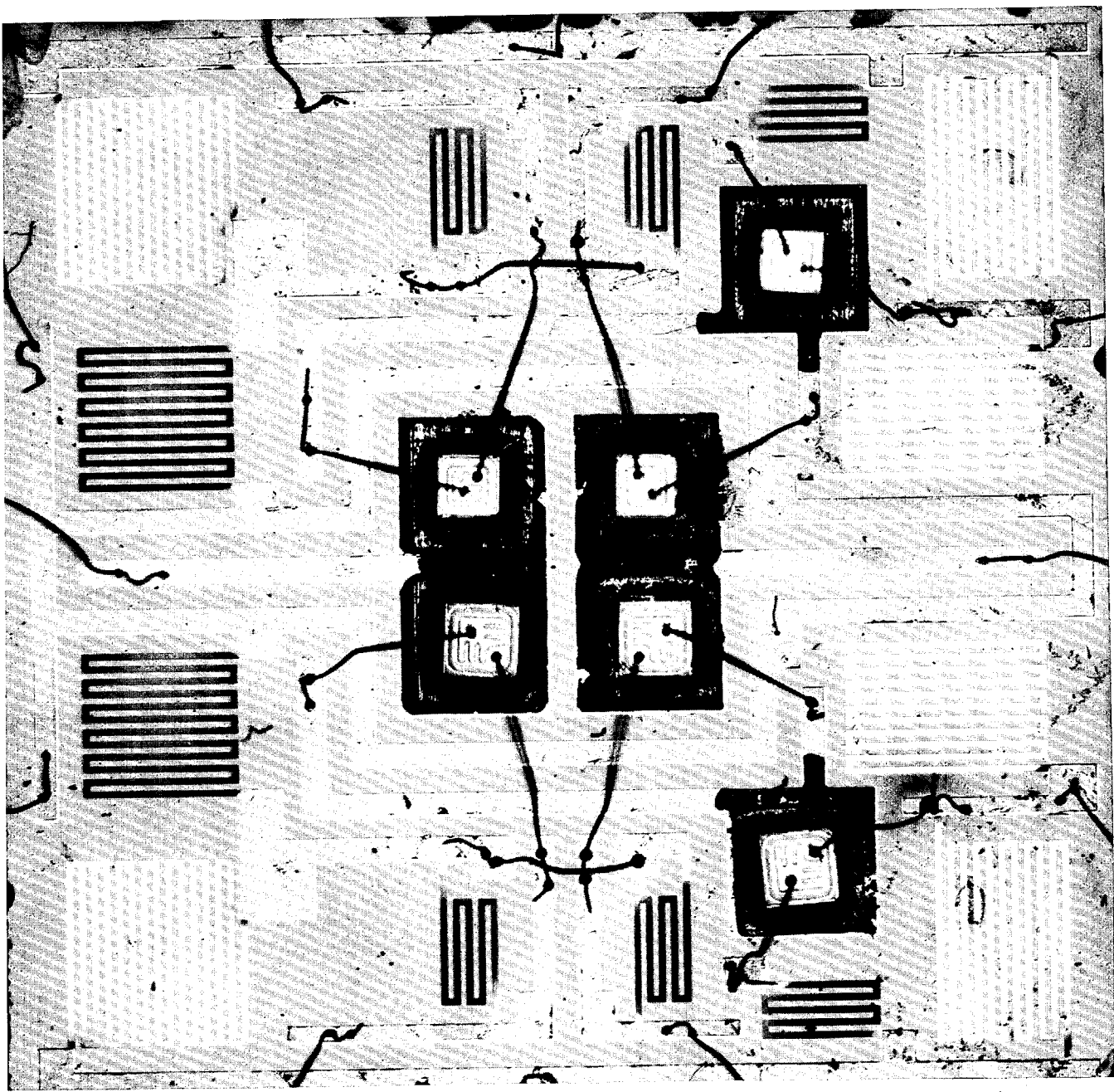


Maquette



MESURE  
DOPPLER





1 mm

Multiplicateur 1 Mhz Technologie hybride