

1esc

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

11/90

وزارة التعليم العالي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE ET REALISATION
D'UN
DETECTEUR SYNCHRONES**

POUR TELEMETRIE LASER

Proposé par :

M. HADDADI

Etudié par :

N.-E. IDIRENE

Dirigé par :

M. HADDADI

PROMOTION : JUIN 1990

Je dèdie ce modeste travail

- A mes parents
- A mon frère et mes soeurs
- A ma famille
- A mes amis

AVANT- PROPOS

En présentant ce projet de fin d'étude, Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Monsieur HADDADI MOURAD pour ses nombreux conseils et le soutien qu'il m'a toujours manifesté quant à la mise en forme de ce projet.

j'adresse également tous mes remerciements:

-à l'ensemble des Professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique et notamment à ceux du département électronique qui ont contribué à ma formation d'ingénieur.

à mon collègue Monsieur HINNI RACHID pour sa précieuse documentation et son esprit de coopération.

Enfin , je suis particulièrement reconnaissant envers ceux qui m'ont facilité l'impression de ce document.

TABLE DES MATIERES

AVANT-PROPOS

CHAPITRE I

A- INTRODUCTION

-LA TELEMETRIE

CHAPITRE II

B- PRINCIPAUX TYPES DE TELEMETRES

B.1- Télémètre à triangulation

B.2- Télémètre à impulsion

B.3- Télémètres à détection synchrone

B.31- Télémètre à modulation linéaire de fréquence

B.32- Télémètre à modulation de la fréquence par un signal binaire pseudo-aléatoire

B.33- Télémètre à détection directe par modulation sinusoïdale

CONCLUSION.

CHAPITRE III

C- PROJET - ETUDE THEORIQUE DU DETECTEUR

C.1- Principe de la mesure de distance.

C.2- Principe de mesure du déphasage.

C.3- Avantages de ce détecteur

C.4- Limitation des performances du système

C.41 Dérives de phase

C.42- perturbations additives sur le signal

CHAPITRE IV

D- DESCRIPTION ET REALISATION DU DETECTEUR

D.1- Caractéristiques recherchées et contraintes

D.2- Description de l'appareil

D.3- Principe de fonctionnement de l'asservissement

D.31- Conception de la boucle d'asservissement

- a) contraintes
- b) dispositions prises
- c) principe de fonctionnement

D.4- Etude et réalisation des blocs fonctionnels

D.41- Réalisation du mélangeur

D.42- Oscillateur VCO

D.421- Etude

D.422- Réalisation du VCO

D.43- Filtre passe-bande

D.44- Circuit résonnant

D.45- détecteur d'enveloppe

D.46- Circuit de commutation

D.48- Circuit de mesure de déphasage

CHAPITRE V

CONCLUSION

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Dans le développement actuel des applications scientifiques et réalisations techniques, les appareils de mesure, de contrôle et de sécurité occupent une place de plus en plus importante aussi bien dans l'industrie que les autres secteurs.

Dans ce contexte, l'objet de mon étude porte spécialement sur la télémétrie.

TELEMETRIE :

La télémétrie est une technique de mesure de la distance à laquelle se trouve un objet visé et ce, grâce à des procédés : optiques, radioélectriques ou par la réflexion d'un faisceau laser. Ainsi, les mesures de distances (en topographie et autres domaines) s'effectuent rapidement et avec précision à l'aide de télémètres. Les télémètres les plus perfectionnés actuellement, par rapport aux télémètres optiques (Théodolites), sont le radar ou le laser.

Avec ces derniers instruments, la mesure de distance s'effectue par la détermination du temps de trajet aller-retour d'une onde électromagnétique.

La télémétrie par laser a déjà permis de mesurer la distance entre une station terrestre et un réflecteur déposé sur la lune (par les astronautes du programme Appolo).

Dans le domaine industriel, en particulier dans la production automatique et la robotique, la télémétrie a ouvert de nouvelles perspectives d'application grâce aux proximètres laser. En effet la télémétrie de pointe permet aussi la reconnaissance de formes à trois dimensions.

CHAPITRE II

B-PRINCIPAUX TYPES DE TELEMETRES A LASER

L'étude de quelques types de télémètres a pour but de présenter les principaux systèmes de détection employés en télémétrie .

B.1- TELEMETRE A TRIANGULATION

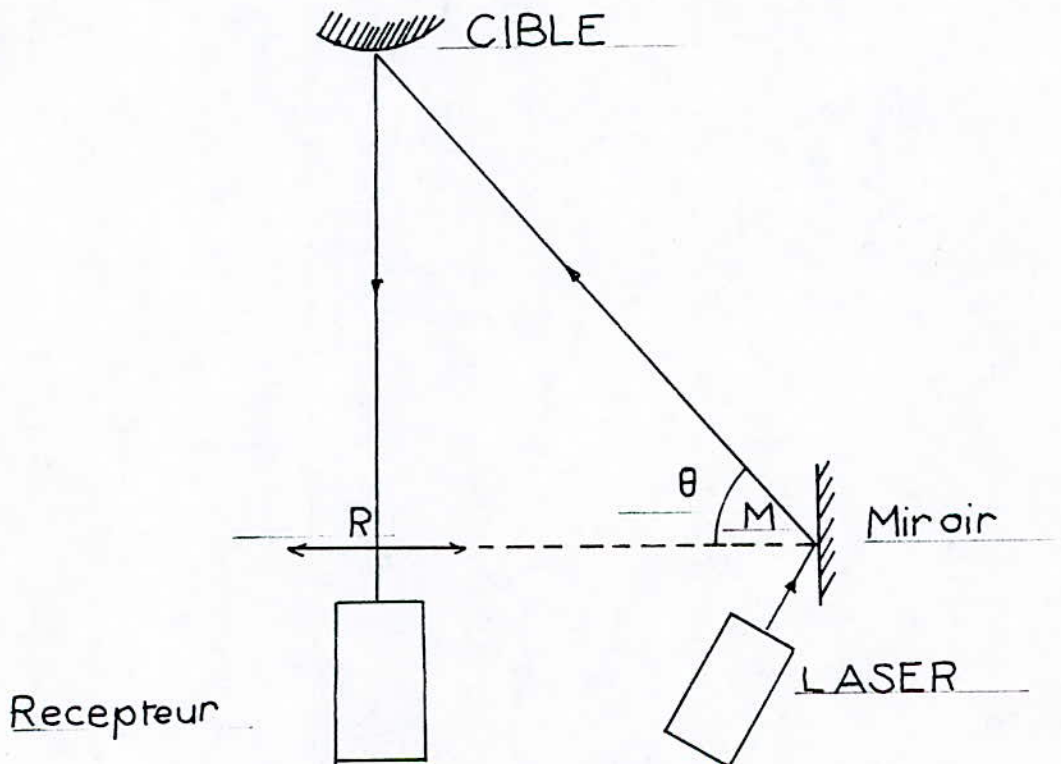


figure 2.1

Principe de fonctionnement :

Ce type de télémètre est basé sur la trajectoire du rayon laser .

Constitution :

ce dispositif est composé d'une photo diode située au foyer d'une lentille convergente qui améliore l'intensité lumineuse à la réception et par conséquent augmente la sensibilité de l'appareil. Il comporte, par ailleurs, un viseur fixé sur le récepteur pour l'aligner avec la cible .

Principe de mesure : (Voir figure 2.1)

La distance s'obtient en décalant angulairement , le faisceau laser à l'aide d'un miroir M tournant , jusqu'à l'obtention du maximum d'intensité lumineuse sur la photo-diode .

Par conséquent la distance est déterminée par la relation suivante:

$$D = RM \operatorname{tg}(\theta)$$

Utilisation : Ce type d'appareil destiné pour la mesure de petites distances est largement commercialisé. Proximètres grand public .

B.2- TELEMETRE A IMPULSION

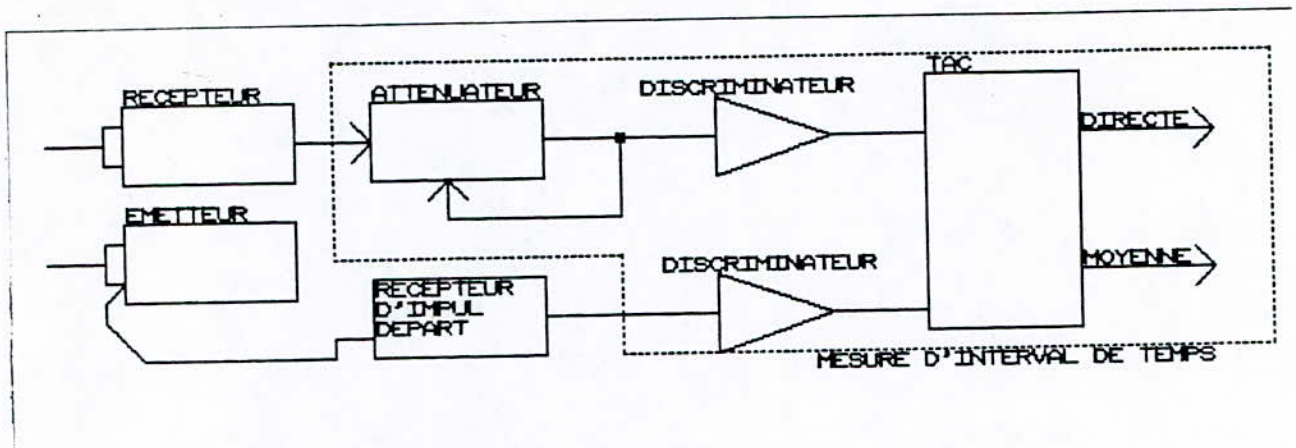


figure 2.2

Le télémètre à impulsion est apparu quelques temps après la découverte du laser en 1960.

Principe de mesure : La distance, avec ce type d'appareil est basée sur la mesure du temps de vol de l'impulsion envoyée, par l'intermédiaire de :

- Une photo-diode, placée à la sortie du laser, prélève les impulsions de départ à partir de celles émises par le laser.
- Un récepteur réalisé avec une photo diode donne , à son tour les impulsions d'arrivée .

Les impulsions de départ et d'arrivée sont fournies à un convertisseur temps-amplitude TAC.

N.B. Les impulsions précitées sont mises en forme au préalable par un discriminateur

(Voir figure 2.2)

La distance est égale:

$$D = c \Delta t / 2n$$

Avec c la vitesse de la lumière,
 n l'indice de réfraction de l'air,
 Δt le temps de vol ,
 D la distance à mesurer .

Remarques :

-Pour améliorer la précision, il faut que le temps de vol soit compatible avec les temps de réponse des deux photo-diodes, le laser et l'électronique de mesure.

-L'inconvénient est que cet appareil soit sensible aux variations de l'indice de réfraction de l'air dépendant des conditions atmosphériques.

C'est pour cette raison que ce type d'appareil convient d'avantage pour mesurer des courtes distances où la variation de l'indice de l'air est négligeable.

B.3- TELEMETRES A DETECTION SYNCHRONE

Parmi ces types de télémètres à détection synchrone, il convient de citer, seulement, quelques-uns. qui diffèrent dans les méthodes de modulation du faisceau laser.

Principe de fonctionnement :

Les télémètres à détection synchrone, mesurent le temps de transit de l'onde optique. Seule, la matérialisation physique de ce temps de transit varie d'un télémètre à l'autre. Ils permettent de connaître, non seulement la distance de la cible, mais aussi la vitesse radiale de celle-ci. (par effet doppler).

Par ailleurs, dans ce type d'appareils, une partie du faisceau est déviée vers la photo-diode à l'aide d'un

dispositif à miroir semi-transparent. Le faisceau de retour et celui issu de la déviation sont détectés en quadrature par la photo-diode (cf-schéma ci dessous). Par ce procédé on obtient une détection synchrone optique.

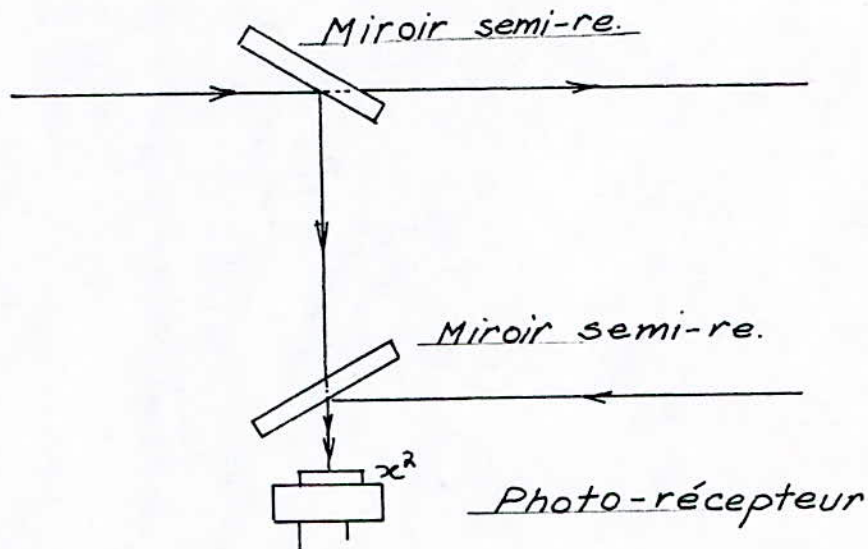


figure 2.3

B.31- TELEMETRE A MODULATION LINEARE DE FREQUENCE.

Ce type de dispositif à été décrit par Hughes et son équipe en 1972 . La fréquence optique du laser est modulée linéairement par des rampes triangulaires. Le signal renvoyé par la cible est détecté de façon hétérodyne (synchrone) avec le signal émetteur.

La modulation linéaire de fréquence est obtenue

en faisant varier la longueur de la cavité du laser .Quant à l'information sur la distance à mesurer , elle est matérialisée par la fréquence du signal détecté au niveau de la diode photo détectrice (Voir figure 2.4).

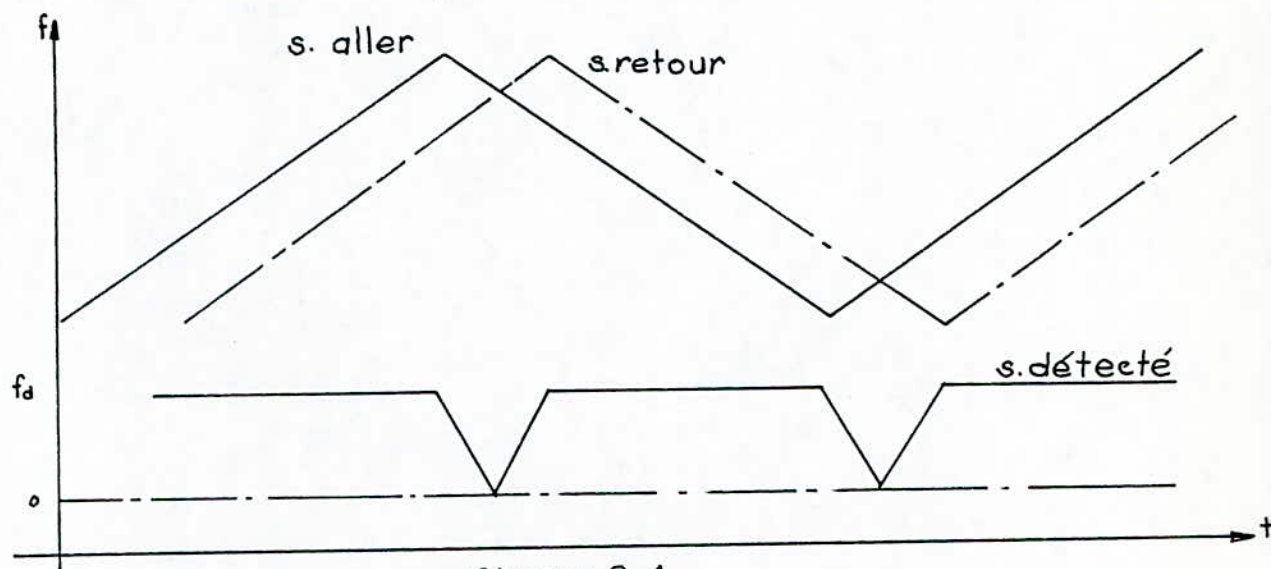


figure 2.4

En ce qui concerne la précision (pour une gamme de distance d'un dizaine de kilomètres), elle est limitée à 10% environ à cause de la non-linéarité absolue de la modulation du faisceau.

B.32-TELEMETRE A MODULATION DE LA FREQUENCE PAR UN SIGNAL BINAIRE PSEUDO-ALEATOIRE

Ce dispositif est réalisé par R. J. L LEROU. Il se compose d'un laser à onde entretenue, modulée extérieurement par un transducteur acousto-optique. Le faisceau émis par le laser, avant modulation, sert d'oscillateur local pour la détection synchrone (Voir schéma synoptique fig. 2.5).

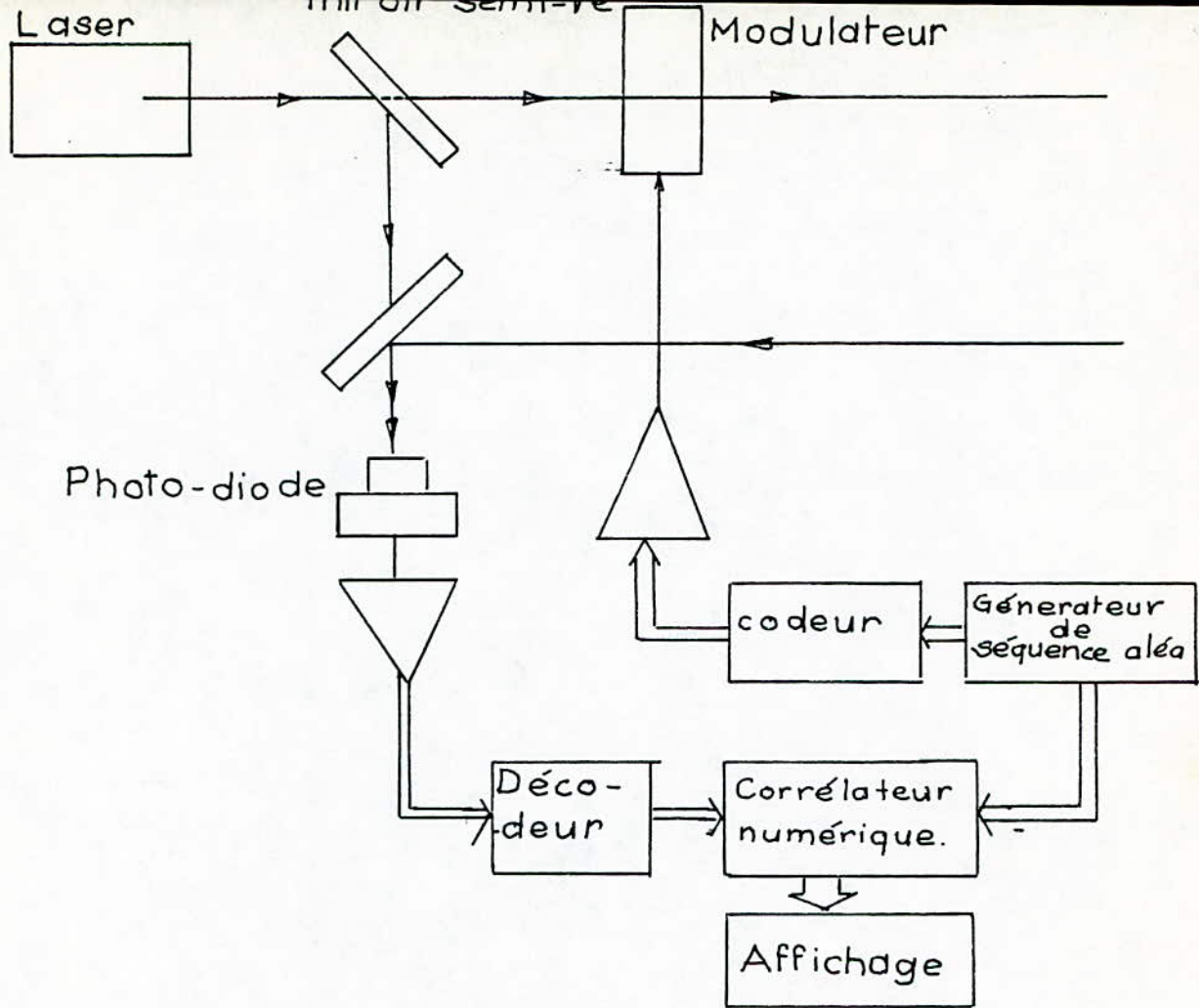


figure 2.5

La modulation de la fréquence du signal s'effectue par des séquences binaires pseudo-aléatoires. Le temps de vol du signal est mesuré par la technique de corrélation numérique. Cela nécessite l'utilisation de la transformée de fourier rapide (FFT).

Remarques sur ces appareils décrits en B.31 et B.32:

Le principal avantage que l'on dégage de l'étude de ces deux derniers dispositifs est l'augmentation du rapport signal/ bruit , mais cette augmentation n'est significative que dans l'infra-rouge et devient négligeable dans le visible (d'après les auteurs susnommés). L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils nécessitent des lasers très stables en fréquence et paraissent complexes et encombrants .

B.33- TELEMETRE A DETECTION DIRECTE PAR MODULATION SINUSOÏDALE

Avec ce type d'appareil , l'intensité du faisceau est modulée de façon sinusoidale par l'intermédiaire d'un dispositif électronique qui modifie le courant injecté dans la diode laser. La modulation du faisceau peut s'effectuer également , par la rotation de polarisation à l'aide d'un cristal électro-optique (Voir schéma synoptique fig. 2.6).

Cependant ce procédé à dominante optique nécessite beaucoup d'accessoires notamment les miroirs semi-transparents, moteur,..(voir fig. 2.6).

En ce qui concerne la mesure de distance , cela consiste à mesurer le déphasage entre le signal émis et le signal retrodiffusé par la cible. La plage de mesure de distance est limitée à un déphasage de 2π . Cependant on peut obtenir plusieurs gammes de mesure en modifiant la fréquence de modulation .

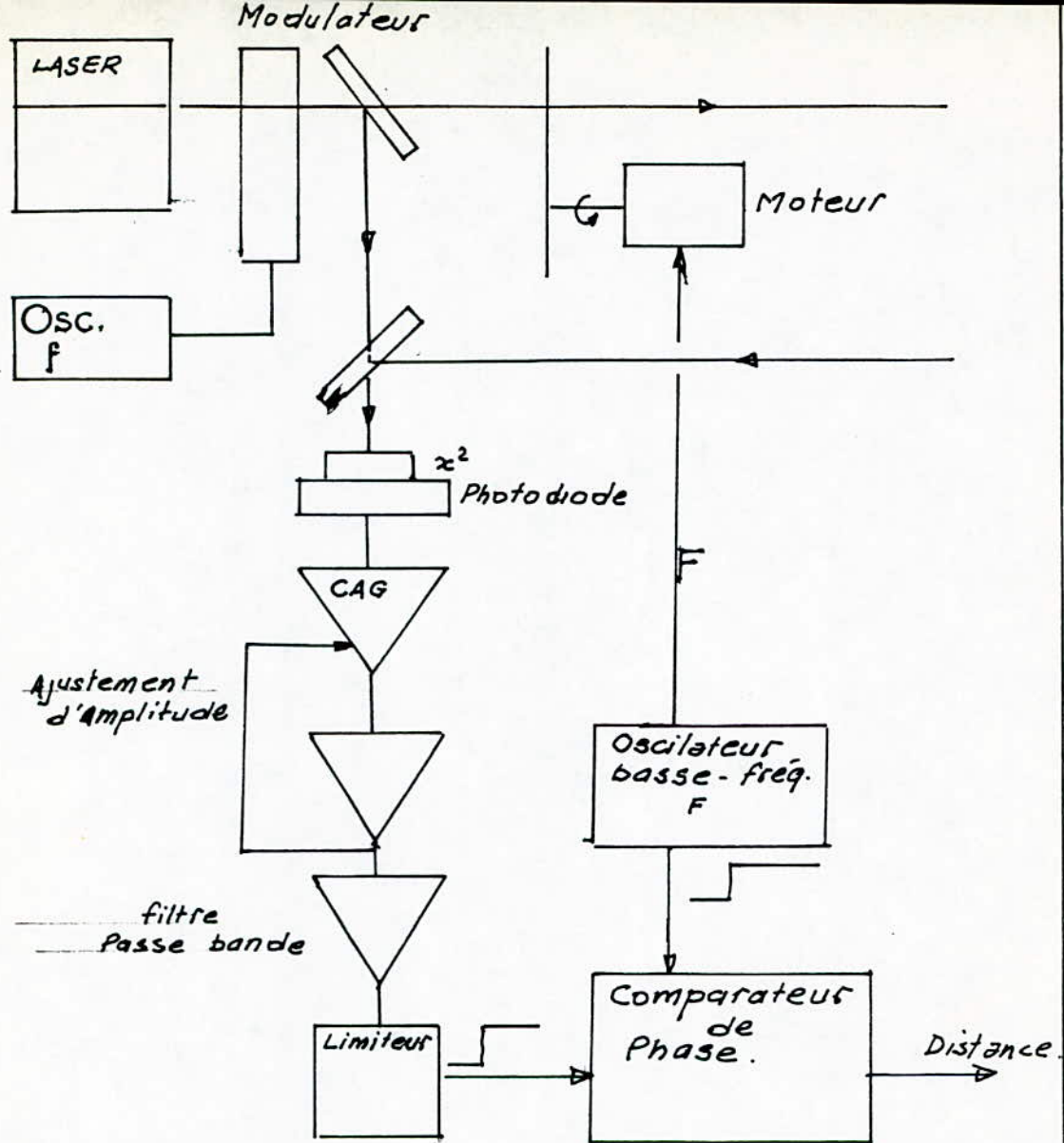


fig 2.6

CONCLUSION :

Après l'étude de ces différents types de télémètres, on constate que la conception du système basé sur la détection synchrone à modulation sinusoïdale répond mieux aux objectifs de mon projet. En effet avec un tel système on peut trouver des applications plus pratiques de télémétrie, notamment en proximétrie et ce, en utilisant des fréquences élevées pour la modulation du faisceau.

Aussi, on remarque dans l'étude précédente que l'organe essentiel d'un télémètre est le système de détection. De ce fait, il constitue le centre d'intérêt de mon projet, au point de vue réalisation.

CHAPITRE III

C- PROJET: ETUDE THEORIQUE DU DETECTEUR A REALISER

C-1 PRINCIPE DE MESURE DE DISTANCE

Le principe de mesure de ce type de détecteur est de ramener une mesure de temps de propagation de l'onde lumineuse, donc de distance, à une mesure de déphasage entre le signal émis et le signal reçu sur la photo-diode (figure 3.1).

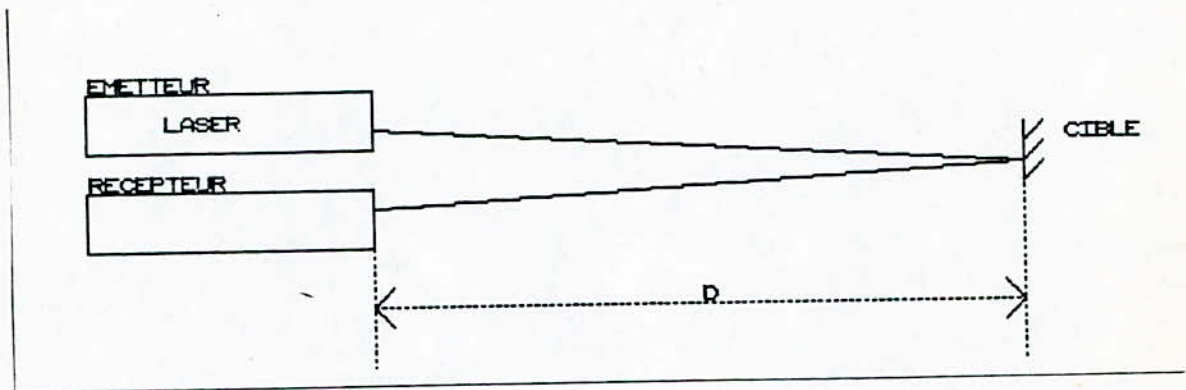


figure 3.1

Le temps de propagation θ vaut $2D / c$. La résolution en distance δ implique une résolution de temps $\Delta\theta = (2 \delta / c)$.

Ce qui conduit à mesurer plutôt un déphasage sur une porteuse HF que directement le retard θ .

Pour cela il est nécessaire de moduler en haute fréquence ($f=24$ MHz) un faisceau optique "de référence" que

l'on peut obtenir soit par une diode infra-rouge ou de préférence une diode laser.

Le faisceau diffusé par la cible étant modulé à la même fréquence f est collecté par la photo-diode et amplifié par un pré-amplificateur de faible bruit. Dès lors, le retard de propagation se présentera sous forme d'un déphasage entre les deux faisceaux précités d'émission et réception.

Ainsi ce déphasage se traduit par :

$$\phi_f = 2 \pi f \theta = 4 \pi f D / c$$

De cette façon la mesure de déphasage se fera sans ambiguïté, tant que :

$$0 \leq \phi_f \leq 2\pi \quad \text{soit : } D \leq 6,25 \text{ m pour } f=24 \text{ MHz .}$$

Comme une précision δ exige une résolution en phase :

$$\Delta\phi_f = 4 \pi f \delta / c$$

Il conviendra ainsi de mesurer ce déphasage avec une bonne précision. Cette mesure peut s'effectuer en ramenant les deux signaux en basse fréquence ($F=100\text{KHz}$) à l'aide d'un oscillateur local de fréquence $F+f$ et de deux mélangeurs. Voir le schéma synoptique, ci-après représentant la structure fonctionnelle du détecteur. Afin d'atténuer la composante de fréquence $(F+2f)$, on associe à la sortie du mélangeur, un filtre passe bas (Voir figure 3.2).

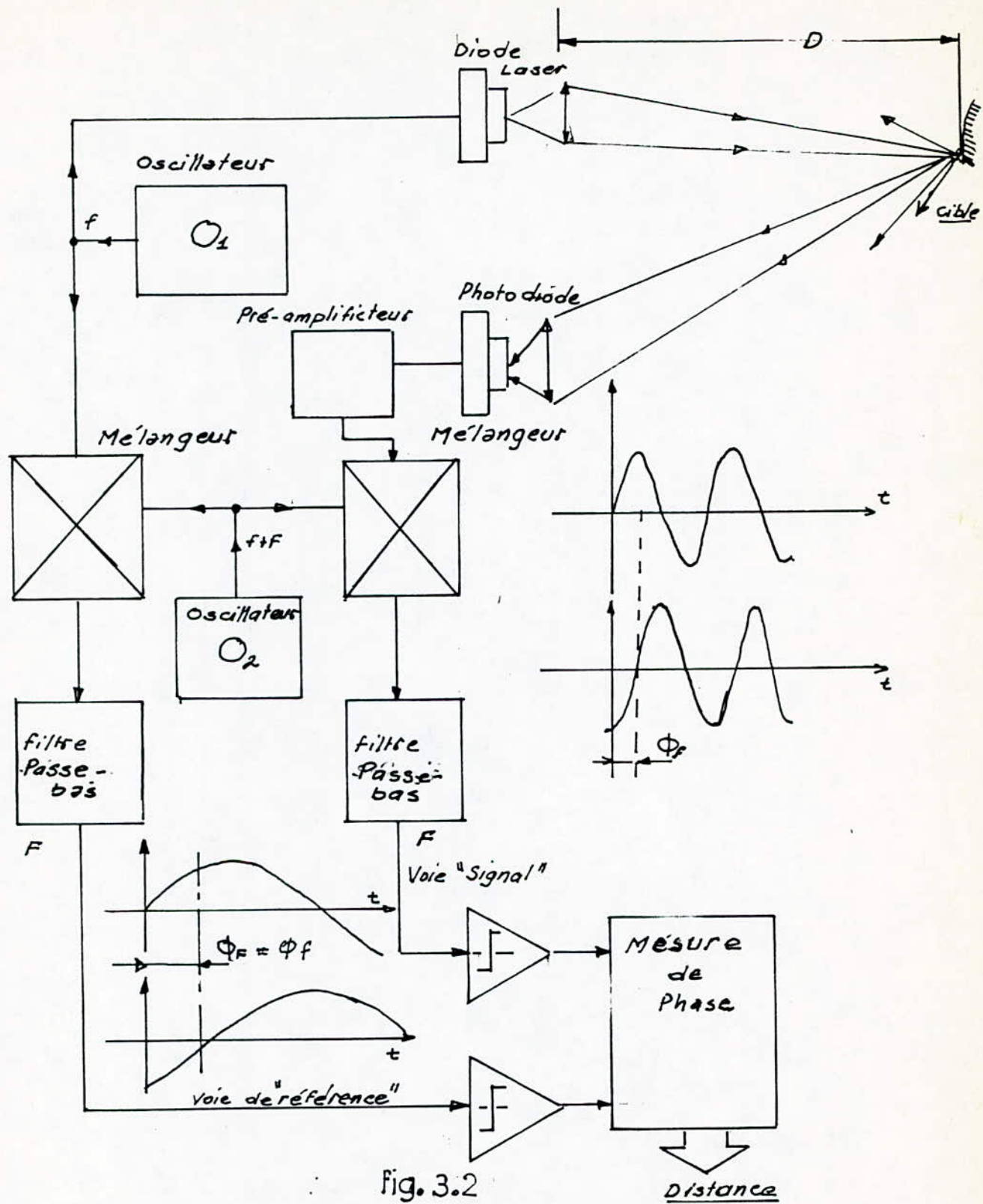


Fig. 3.2

C.2- PRINCIPE DE MESURE DE DEPHASAGE

Les deux signaux issus simultanément des deux filtres passe-bas sont mis en forme par deux comparateurs à zéro.

La détermination du déphasage s'effectue par la mesure du retard entre les deux fronts montants à l'aide d'une horloge de 20 MHz. Ceci implique une précision $\Delta\phi = \pi \cdot 10^{-2}$ rd.

La mesure est effectuée par comptage : (Voir figure 3.3)

Le front montant de la voie "référence", déclenche un compteur de 12 bits, qui est stoppé par le front montant de la voie "signal", et mesure ainsi le temps de retard, avec une résolution de 50 ns. Ainsi, on peut effectuer une mesure toutes les 10 μ s (1 période à F= 100KHz).

C.3-AVANTAGES DE CE CAPTEUR:

a) La résolution sur la mesure est largement indépendante de la distance comprise entre l'appareil et la cible.

b) L'usage d'une diode laser permet :

-d'obtenir une puissance importante pour un encombrement réduit;

-d'atténuer l'effet des lumières parasites ;

-de moduler directement le faisceau optique par le courant injecté (jusqu'à 1 GHz) ;

-d'avoir une commande en faible puissance grâce à un rendement de conversion élevé .

De même, par l'adjonction d'un filtre interférentiel on

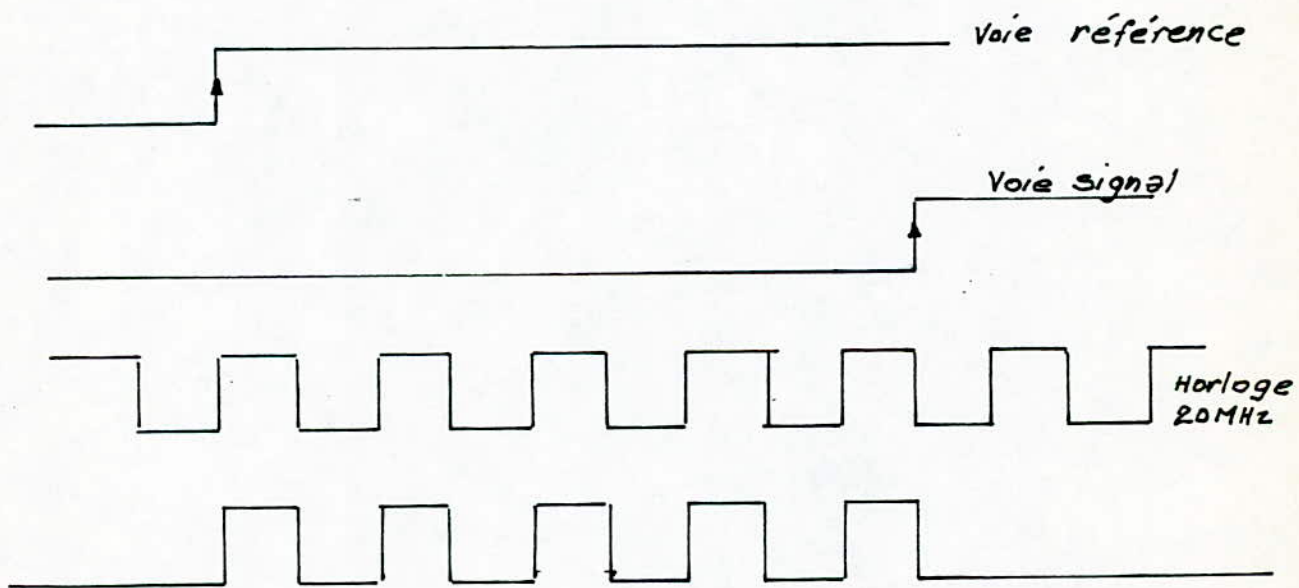
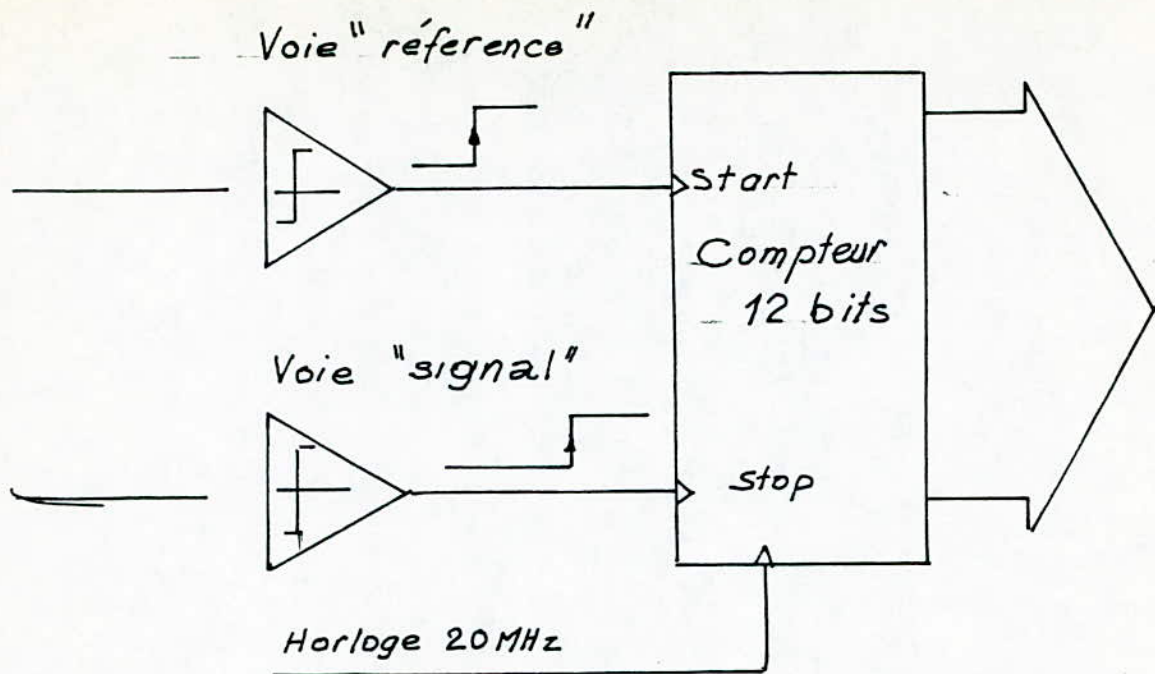


figure 3.3

peut améliorer la pureté spectrale de la diode laser.

c) Au niveau du photo-récepteur , une photo-diode à avalanche peut être retenue en raison de sa grande sensibilité . Le préamplificateur ne nécessite donc pas de gain important qui pourrait être la cause de dérives du fait des circuits sélectifs qu'il contient .

C.4 LIMITATION DES PERFORMANCES

Bien que ce détecteur présente des avantages il est difficile de le rendre performant. En effet la limitation des performances , en ce qui concerne la précision, est due , soit au dépassement de la fonction de transfert, soit à l'addition des signaux parasites.

Le principal inconvénient est la divergence importante du faisceau laser qu'il conviendra de rendre aussi rectiligne que possible par une optique appropriée.

C.41- DERIVES DE PHASE

Les causes de ces variations peuvent être les suivantes:

-dérives à long terme.

Ces dérives sont d'origine thermique ou dues au vieillissement des composants actifs ou réactifs qui constituent les filtres. Mais leurs constantes de temps sont très grandes par rapport au temps de mesure. Pour éviter ce type de dérives, il est nécessaire d'étalonner le dispositif régulièrement.

-dérives à court terme

La variation au niveau de la photo-diode provoque des effets non-linéaires. Les fluctuations sont importantes. Elles sont de l'ordre de grandeur du temps de la mesure. Il convient donc de stabiliser la tension de polarisation de la photo-diode.

-fluctuation de la fréquence

Au niveau des oscillateurs. Cette dérive intervient essentiellement au niveau de la partie HF du montage, le déphasage dans un filtre étant fonction de la variation de la fréquence du signal. Il convient donc de rajouter un système de stabilisation des fréquences f et F .

C.42-PERTURBATIONS ADDITIVES SUR LE SIGNAL

La perturbation additive peut être considérée comme un bruit à bande étroite. De ce fait, on la représente par un signal sinusoïdal synchrone avec le signal de référence, d'amplitude et de phase lentement variables.

$$R(t) = V_R \cos(2\pi F t)$$

$$S(t) = V_s \cos(2\pi F t - \phi_f) + N(t).$$

$N(t)$: Le bruit additif.

$$N(t) = N_p(t) \cos(2\pi F t - \phi_f) + N_i(t) \sin(2\pi F t - \phi_f).$$

Représentation de ces signaux par le diagramme de fresnel (figure 3.4)

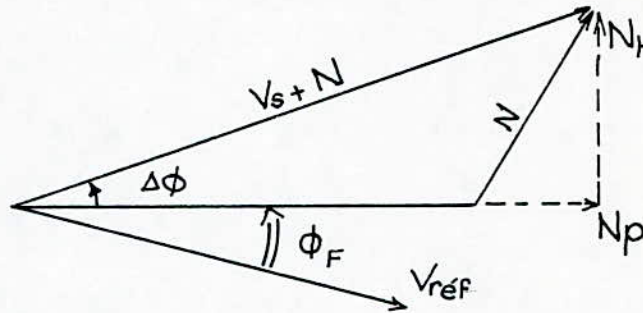


figure 3.4

$$\Delta\phi \simeq N_t/N_p$$

On remarque que la perturbation sera maximale si le bruit N est en quadrature sur le signal V_s . Ces perturbations sont d'origines:

- d'interférences optiques ou électromagnétiques à l'intérieur du détecteur.
- de distorsion causée par l'intermodulation entre les deux générateurs de fréquence et le taux d'harmonique au niveau des mélangeurs.

En conséquence, il serait utile, dans le couplage entre les voies signal et référence, d'isoler ces voies par un blindage des circuits.

CHAPITRE IV

D-DESCRIPTION ET REALISATION DU DETECTEUR

D.1-CARACTERISTIQUES RECHERCHEES ET CONTRAINTES

le dispositif doit fonctionner avec une gamme de fréquence de référence assez large (4 MHz à 30 MHz) et ce, dans le but de pouvoir déterminer une distance maximale de 10 mètres. Cette distance sera suffisante pour un télémètre didactique qui pourra servir à des expériences en laboratoire .

contraintes:

Après l'étude de faisabilité et vu les contraintes matérielles rencontrées: composants non disponibles tels que diode laser et photo-diode PIN ou Avalanche, la réalisation a été limitée au détecteur.

De même, il n'a pas été possible de trouver les circuits intégrés spécialisés en HF très utiles tels que:

- XR 2208, qui comportent des mélangeurs avec bande passante de 100 MHz;
- XR S200 (circuit intégré multi-fonctions) de bande passante de 30 MHz .

Ces contraintes m'ont obligé de réaliser le détecteur en discret.

D.2- DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE L'APPAREIL

Le schéma synoptique (figure 4.1) définit la structure fonctionnelle du détecteur.

Le système, représenté par le schéma synoptique (4.1) fonctionne selon le principe défini précédemment dans l'étude théorique au chapitre III (C.1). Néanmoins pour donner plus de précision, en ce qui concerne le signal de

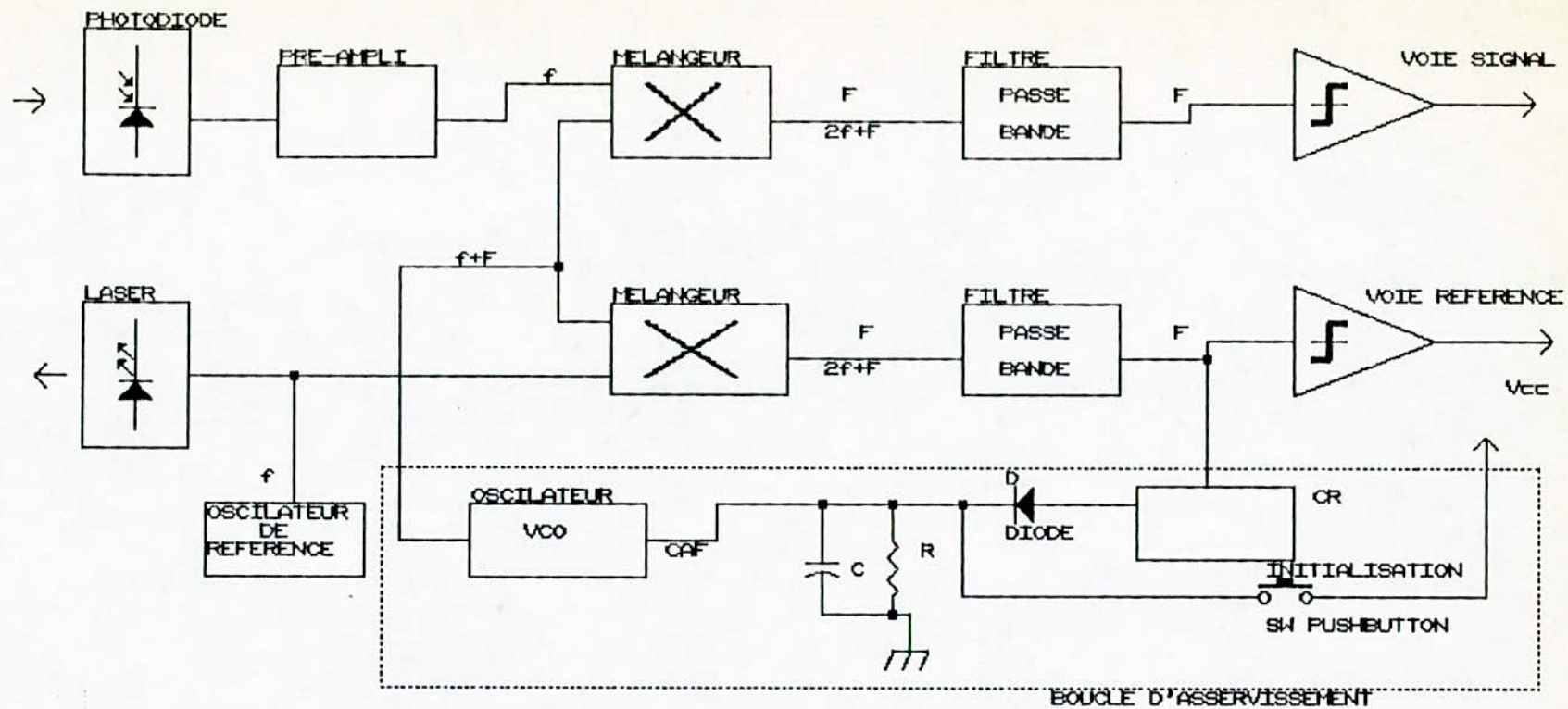


figure 4.1

27

fréquence $F+f$ il est obtenu par l'intermédiaire d'un asservissement passif qui produit, à la sortie de l'oscillateur VCO, la fréquence $F+f$.

D.3 Principe de fonctionnement de l'asservissement.

La particularité de ce circuit réalisé est que la fréquence différentielle F n'est pas produite par un autre oscillateur. Ce qui répond à la condition de stabilité de la fréquence F considérée.

Les fréquences f et $F+f$ sont relativement voisines. Elles parviennent au circuit de multiplication (mélangeur), à la sortie duquel on obtient la fréquence utile et également la composante $2f+F$. Cette dernière est atténuée par le filtre passe-bas. Quand la fréquence de battement F devient voisine de la fréquence de résonance du circuit d'accord CR, la diode D produira une tension continue, d'autant plus forte que F est plus voisine de f_0 (fréquence de résonance de CR).

Lorsqu'on actionne la touche d'initialisation la capacité C se charge et le VCO va travailler sur sa fréquence maximale, supérieure à f , puis la fréquence $F+f$ va diminuer lentement (décharge de C dans R). De même, la fréquence F va diminuer jusqu'à ce qu'elle soit suffisamment voisine de f_0 pour que l'apport d'énergie dû à D compense la perte due à R . De ce fait, il y a asservissement (figure 4.2) et quand on fait varier l'accord de CR, $F+f$ suit et devient égale environ $f+f_0$.

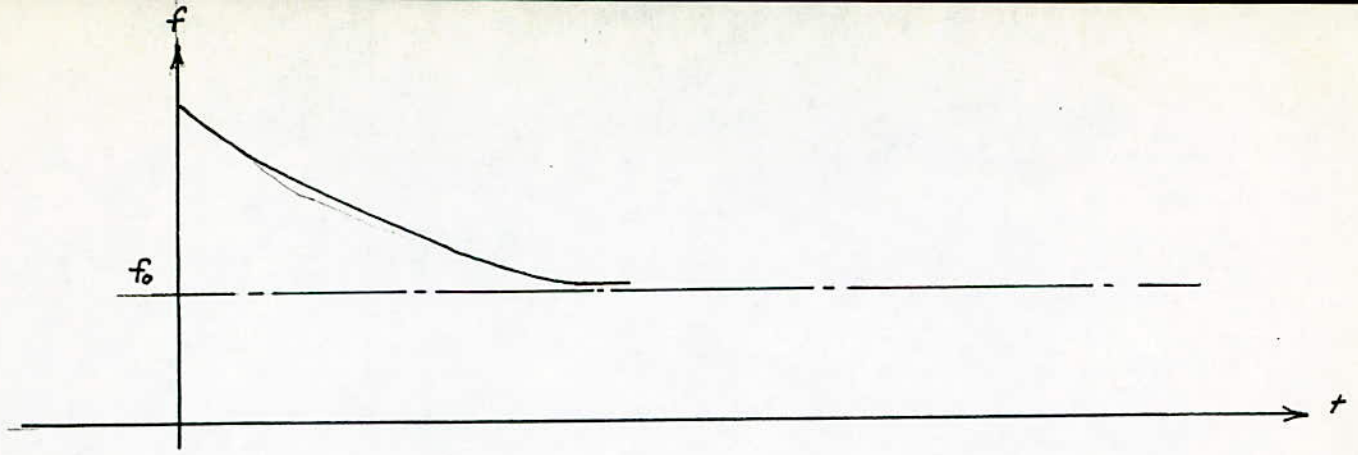


Figure 4.2

Remarque: Le circuit résonnant de cet asservissement passif peut être remplacé par un discriminateur de fréquence. Toutefois, on perdrait l'avantage de la simplicité que le système présente.

D.31- CONCEPTION DE LA BOUCLE D'ASSERVISSEMENT

a) Contraintes :

La précision de l'asservissement dépend de la raideur du flanc de la courbe de résonance.

Pour cela, il serait plus avantageux d'offrir pour la bobine L_2 un coefficient aussi grand que possible. Car il existe des ferrites modernes qui peuvent avoir des coefficients de qualité entre 750 et 1000 et ce, pour une gamme de fréquence comprise entre 100 et 200 KHz. Cependant, des circuits aussi performants que ceux décrits, peuvent être considérés comme des volants "lourds" à faire démarrer. Donc l'asservissement ne peut se faire que si l'on donne une valeur assez forte à la capacité C ; ainsi le cycle de charge durera plusieurs secondes. De ce fait, l'asservissement

risque de décrocher par une manoeuvre très rapide de la capacité qui constitue le circuit résonnant RC.

b) *Dispositions prises :*

La solution trouvée pour y remédier aux inconvénients décrits précédemment, consiste à une recherche d'asservissement à deux vitesses. (Voir fig 4.3)

c) *Principe de fonctionnement*

La recherche d'asservissement s'effectue, assez rapidement à la vitesse de charge de C_{13} à travers R_{17} et R_{14} soit :

$$\tau = 0,1 \text{ s}$$

Valeurs : $C_{13} = 2,2 \mu\text{F}$, $R_{14} = 47 \text{ K}\Omega$ et R_{17} de 1 à $1 \text{ K}\Omega$

Dès que la fréquence du signal, sortant du mélangeur, rentre dans une bande de fréquence (établi par le filtre passe-bande), le signal doublé, puis redressé atteint une tension suffisante pour commuter à la vitesse de charge beaucoup plus lentement, par R_{16} .

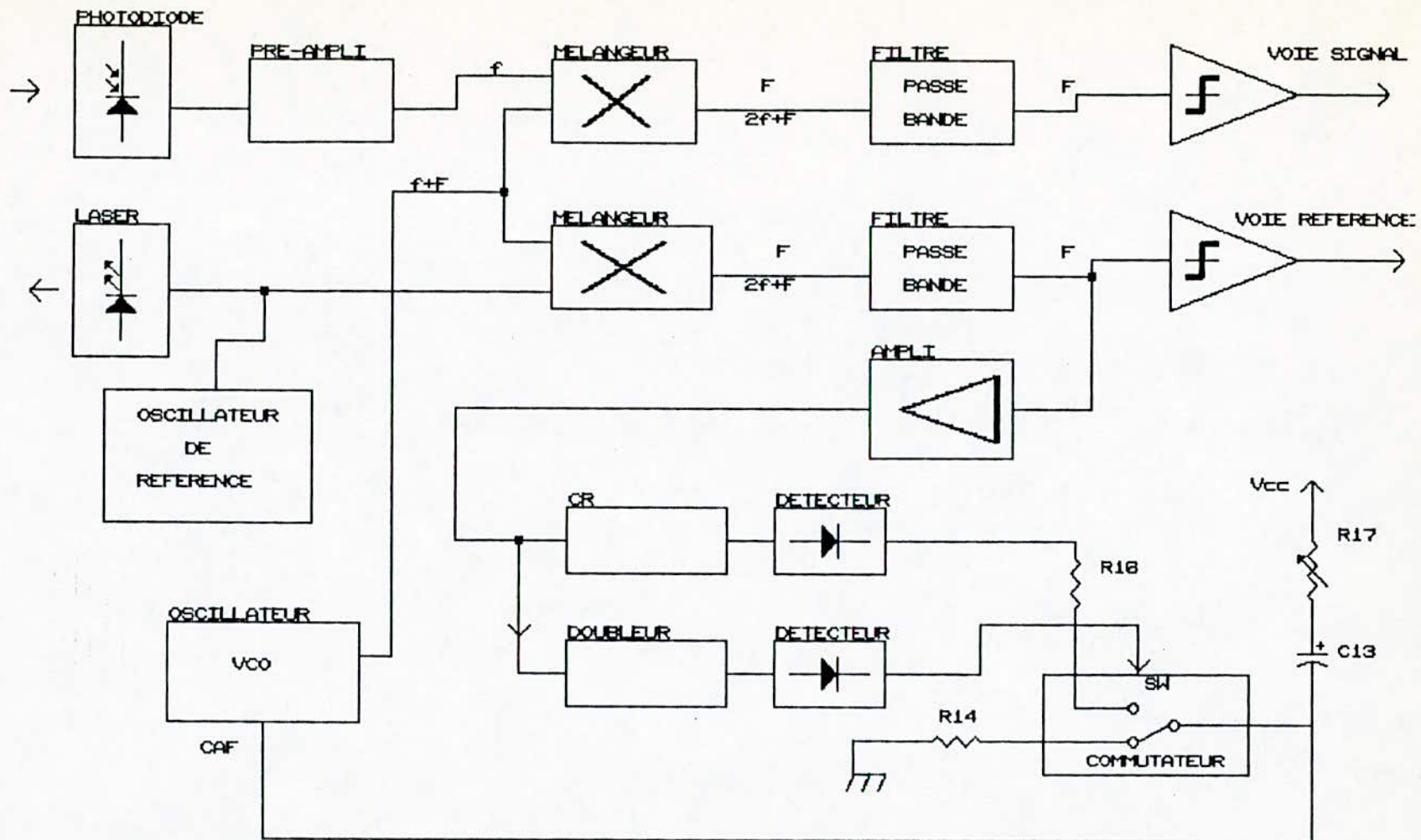


figure 4.3

D.4 ETUDE ET REALISATION DES BLOCS FONCTIONNELS

D.41 REALISATION DU MELANGEUR.

Le type de mélangeur choisi est représenté à la figure (4.4).

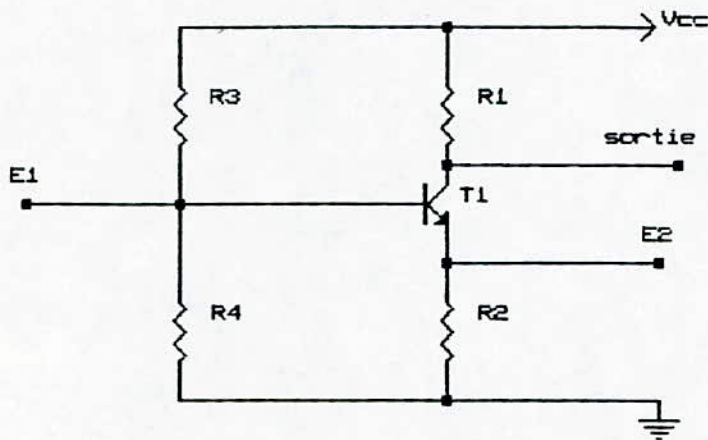


figure 4.4

Ce type de mélangeur est simplement constitué par un transistor BF 254 .Ce dernier reçoit sur son émetteur et sur sa base, les deux signaux à mélanger. La sortie du mélangeur se trouve sur le collecteur du transistor considéré.

Le transistor est polarisé dans la région non-linéaire de la caractéristique (I_c, I_b) .

D.42 OSCILLATEUR VCO

Le schéma de la figure (4.5) représente un oscillateur qui convient pour notre application.

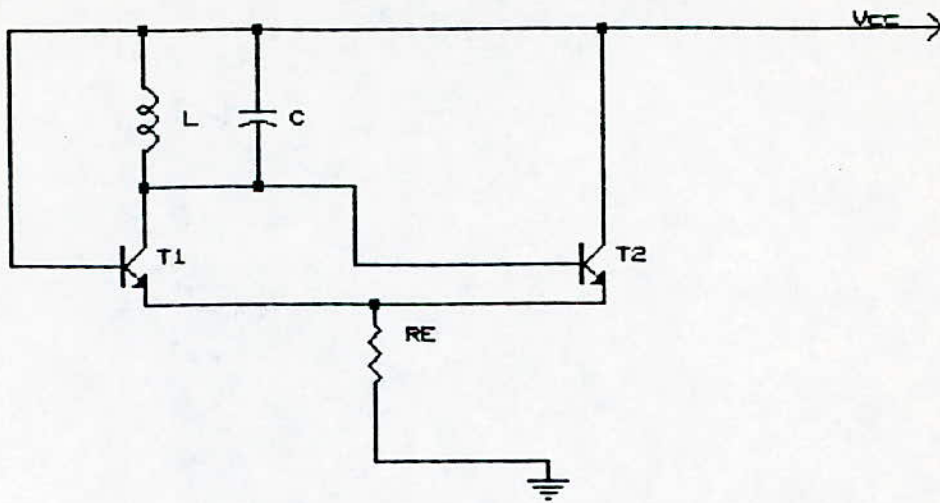


Figure 4.5

D. 4. 21-ETUDE

a) Hypothèse:

Pour le calcul, on suppose que ce montage est équipé par deux transistors identiques quant à leur:

- transconducteur ^{ane} g_m ;
- gain en courant β ;
- résistance d'entrée (r_{be});
- résistance de sortie r_{ce} , tel que $r_{ce} \gg r_{be}$

Cependant cette identité n'est pas si importante en réalité.

b) Calcul:

La résistance d'entrée (r_e) du montage vue de la

base a la valeur suivante:

$$r_e = 2 r_{be}$$

-La transductance totale : $g_{md} = g_m/2$.

-Son gain β en courant est égal à celui de l'un des deux transistors.

La résistance r_{so} est la résistance du montage vue du circuit oscillant LC est telle que:

$$r_{so} = -2 / g_m \approx -1 / 20 I_c = -0,1 / I_E$$

Donc, pour déterminer la limite d'entretien par la notion de la résistance négative, il suffira de choisir le courant I_E tel que r_{so} devient égal à la résistance du circuit LC.

Q

$$R \leq (V_{cc} - V_{be}) \frac{1}{0,1 C\omega}$$

Remarque :

En ce qui concerne l'amortissement dû à la résistance d'entrée du transistor: $r_e = 2 \beta / g_m \approx 0,1 \beta / I_E$

Alors, cela signifie qu'à la limite d'entretien r_e est β fois plus grand que R; donc l'effet de r_e peut être négligé.

D.4.22-REALISATION DU VCO

Un fonctionnement correct de l'oscillateur VCO considéré ne peut être obtenu qu'avec une régulation d'amplitude. Cette dernière peut nous dispenser de calculer

le point de fonctionnement. On peut constater (dans la fig. 4.6) la conception de l'oscillateur VCO réglé.

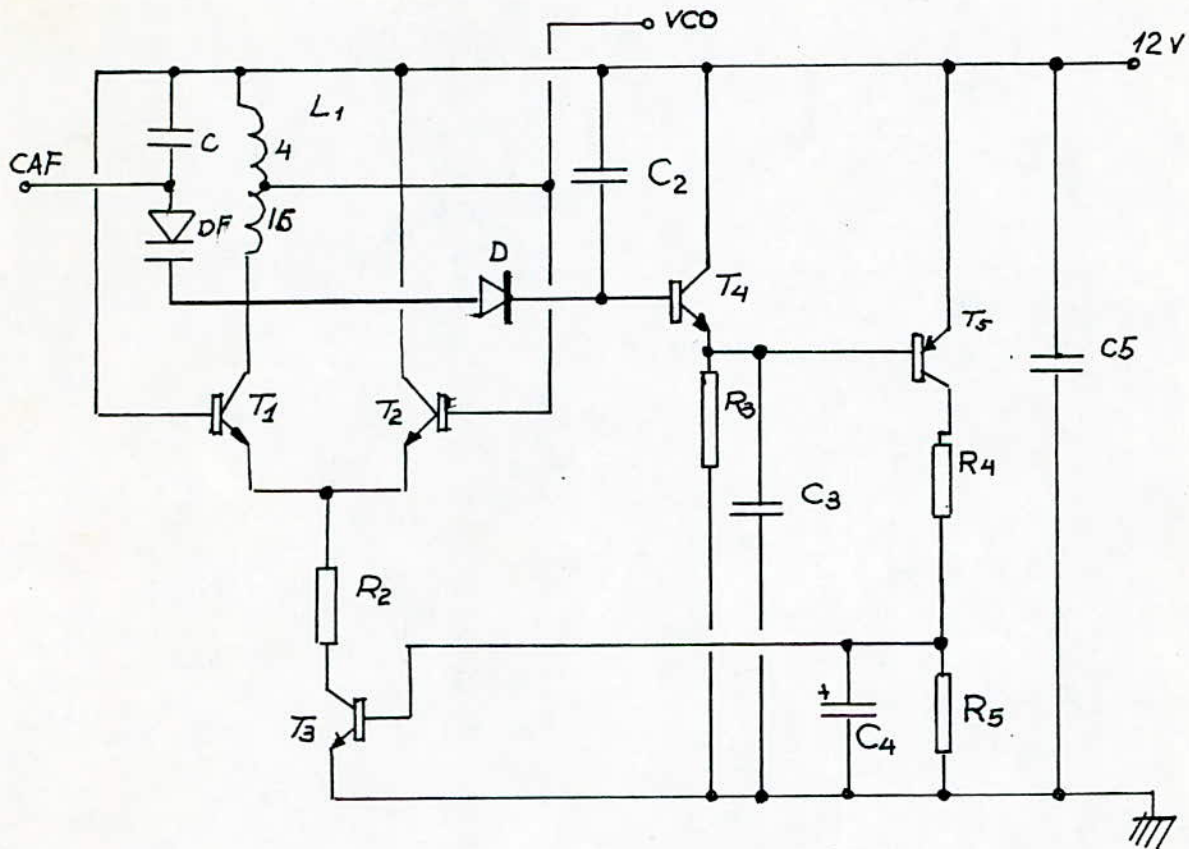


figure 4.6

Principe de fonctionnement :

-La tension au collecteur du transistor T_1 est redressée par la diode D ensuite elle est filtrée par la capacité C_2 de 1 nF. De ce fait, la composante continue parvient sur le transistor T_4 monté en collecteur commun .

-Le transistor T_5 produit une variation de tension aux bornes de R_5 . Ainsi après filtrage de cette tension par le condensateur C_4 de forte capacité, celle-ci atteint le transistor T_3 , par sa base , qui assure la régulation du

courant des transistors T_1 et T_2 .

- Le circuit VCO est alimenté par une tension de 12 V.
La capacité C_5 assure le filtrage HF de cette tension d'alimentation.

-VALEURS ET REFERENCES DES COMPOSANTS DU VCO

Transistors T_1 et T_2 :BF 254

" " T_3 et T_4 :BC 238

" " T_5 :BC 307

Diode varicap DV :MV2113

Capacités $C_1=1\text{nF}$, $C_4=2,2\ \mu\text{F}$, $C_3=10\ \text{nF}$ et $C_5=100\ \text{nF}$

Resistances : $R_2=8,2\ \text{M}\Omega$, $R_3=200\ \text{K}\Omega$, $R_4=150\ \text{K}\Omega$ et
 $R_5=47\text{K}\Omega$

La bobine L_1 en fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre, montée sur un noyau de 8 mm de diamètre, comporte 20 spires jointives. Une prise à 4 spires permet un couplage latch de 1/5.

D. 43-FILTRE PASSE-BANDE

Le filtre passe-bande est constitué de deux filtres ayant des largeurs de bandes différentes :

-Le filtre passe-bas actif (représenté par la figure 4.7)

Ce filtre, étant constitué par le transistor T_2 monté en suiveur, permet ainsi une adaptation d'impédance du fait que la résistance d'entrée de ce suiveur est très grande.

La fréquence de coupure f_c à 3 dB est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R C \sqrt{2}} \approx 750 \text{ KHz}$$

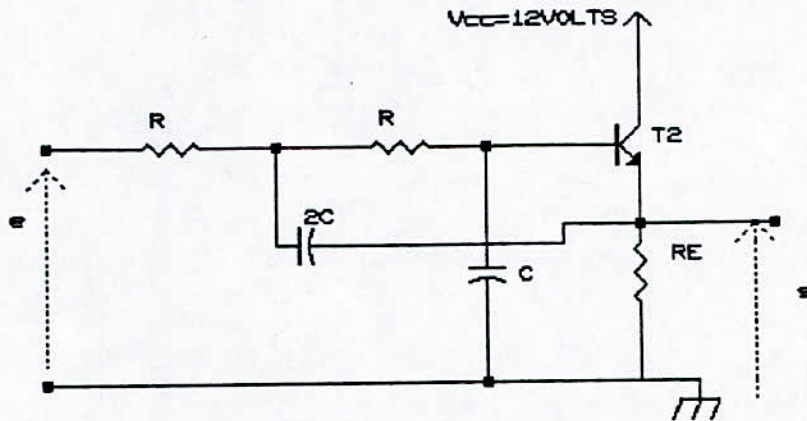


figure 4.7

- Le filtre passe-haut (représenté par la figure 4.8).

Ce filtre est obtenu par l'intermédiaire de la résistance R_0 , la capacité C_0 et la résistance d'entrée R_e de l'amplificateur constitué par le transistor T_3 .

La fréquence de coupure f_c à 3 dB est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi (R_8 + R_8 + R_7) C_6} \approx 50 \text{ KHz}$$

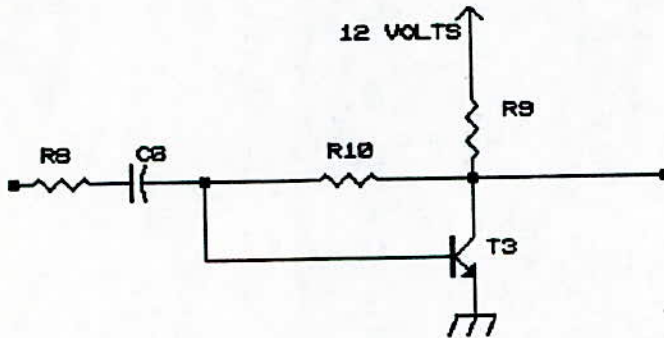


figure 4.8

D.44- CIRCUIT RESONNANT

Le circuit résonnant constitué par la bobine L_z et la capacité C_9 .

L'amplificateur à contre-réaction par liaison collecteur-base du transistor T_3 est représenté par le schéma équivalent ci-dessous (fig. 4.9)

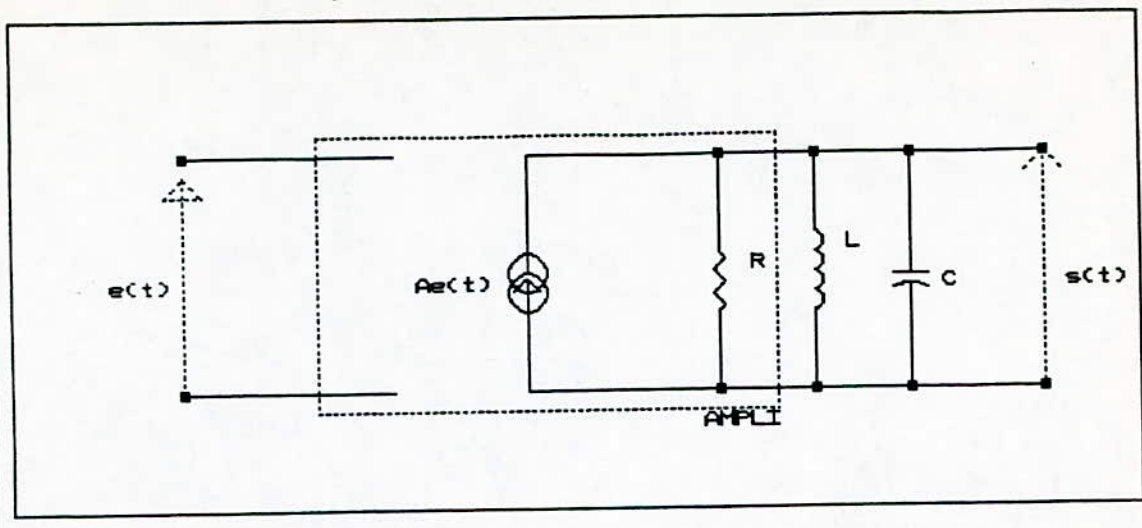


figure 4.9

Cet amplificateur possède une résistance de sortie R_s ($R_s \approx 10 \text{ K}\Omega$), à la sortie duquel on trouve le circuit résonnant constitué par la bobine L_2 et la capacité C_ϕ .

La tension d'entrée de l'amplificateur $e(t)$ et la tension de sortie aux bornes du circuit résonnant $s(t)$ sont reliées par la fonction de transfert suivante:

$$e(t) = \frac{1}{A} \left\{ \frac{s(t)}{R} + C p s(t) + \frac{1}{L p} s(t) \right\}$$

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{1 + j Q (\omega^2 - \omega_0^2) / \omega \omega_0}$$

$$\text{avec } \omega_0 = (L_2 C_\phi)^{-1/2}, Q = R C \omega_0$$

et $T_0 = R A$.

Partant des relations établies, on obtient les courbes de transferts en amplitude et de phase ci-après (figure 4.10 a, b):

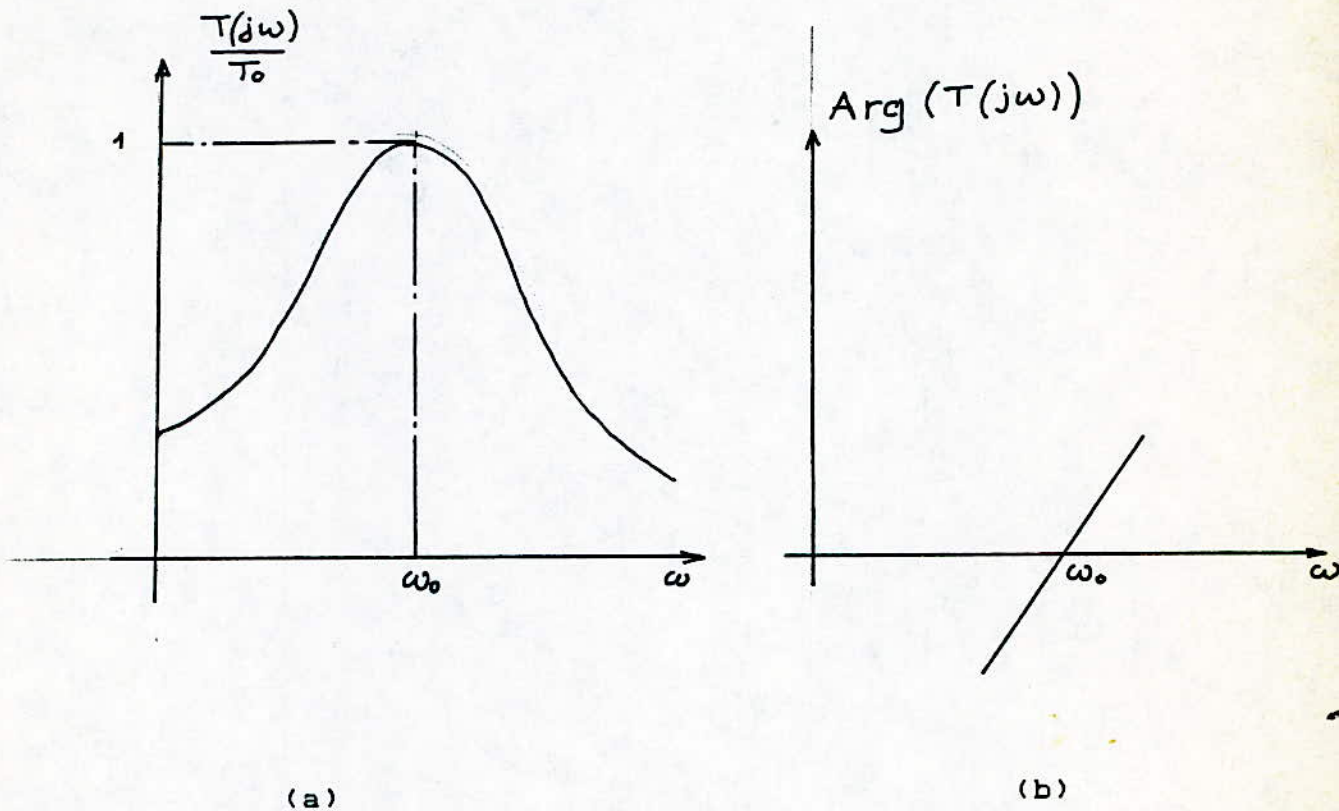


figure 4.10

D.45- LE DETECTEUR D'ENVELOPPE

Le détecteur (figure 4.11) est constitué par :

- la diode D_3
- la résistance $R_{13} = 10 \text{ M}\Omega$
- la capacité $C_{11} = 2,2 \text{ nF}$

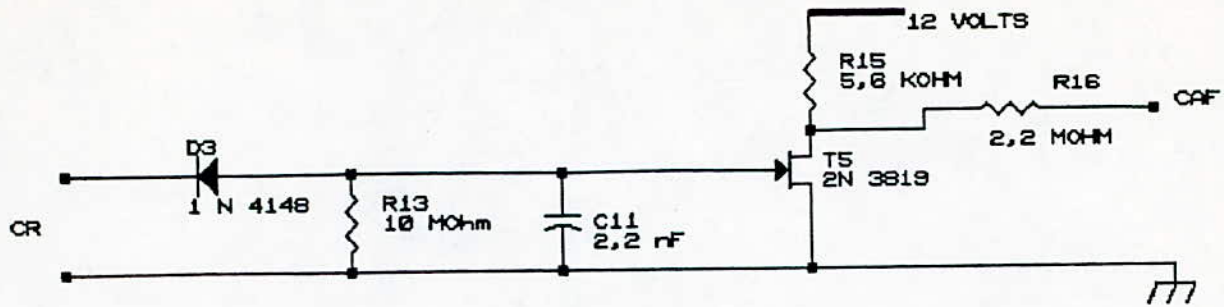


figure 4.11

A la sortie de ce détecteur d'enveloppe, on obtient une tension continue égale environ à l'amplitude de la tension de sortie du circuit résonnant mais, de valeur négative. Cette dernière est négative afin qu'elle puisse attaquer l'amplificateur à haute impédance constitué par un transistor FET (2N 3819).

D. 46- CIRCUIT DE COMMUTATION

Le circuit est constitué d'un doubleur redresseur de tension et d'un transistor T4 qui travaille en commutation.

Le doubleur redresseur de tension (représenté par le montage de la figure (4.12) permet d'obtenir une tension continue à la sortie du circuit. La valeur de cette tension (de signe négatif) est égale à 2 fois l'amplitude du signal d'entrée :

$$\text{Si } e = E \cos (\omega t) \text{ alors } V_o = - 2 E$$

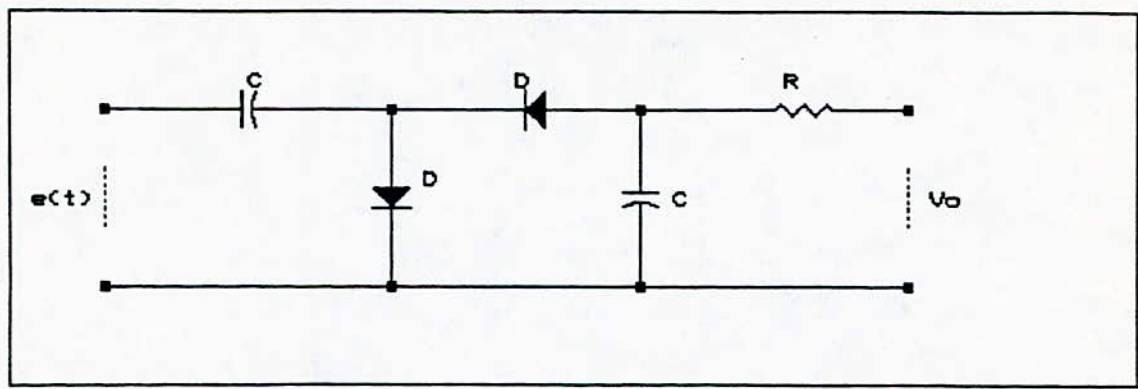


figure 4.12

Circuit de commutation de vitesse de recherche
(Voir schéma fig. 4.13).

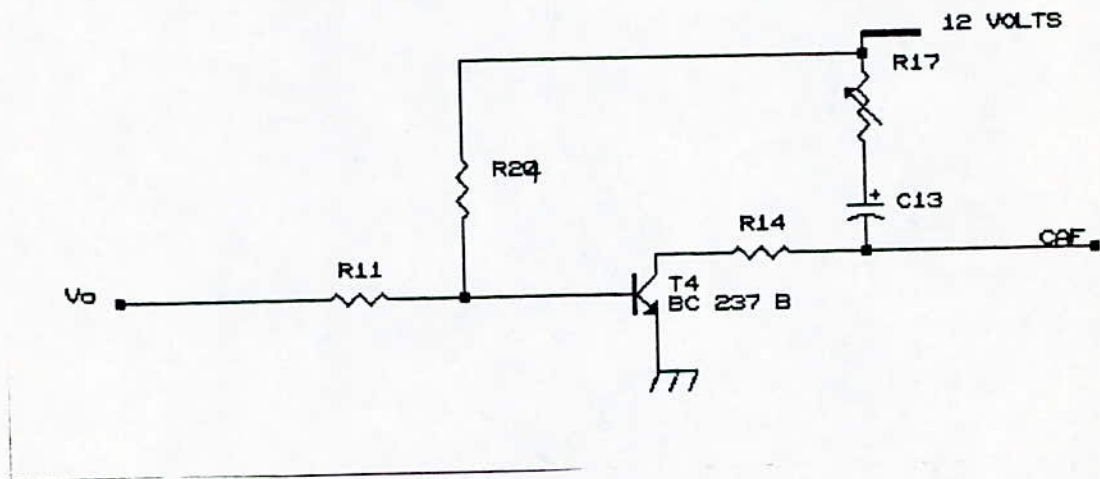


figure 4.13

Lorsque la tension de sortie $V_o = 0$, le transistor est saturé et la valeur du courant de base est égale 0,5 mA. Pour bloquer le transistor il faut que V_o soit égale à :

$$-V_{cc} \cdot R_{11} / R'_{2A} \approx -0,5 \text{ V}$$

En conséquence, la charge de la capacité C_{13} se fera à travers la résistance R_{16} et R_{17} avec une constante de temps $\tau = 4$ s.

D.47- COMPAREUR

Le circuit de mise en forme des signaux est un circuit intégré de motorola LM 339.

Ce circuit (schéma fig. 4.14) présente différents avantages:

- tr $\leq 20 \mu$ s
- sortie TTL
- impédance d'entrée élevée
- il comporte 4 comparateurs dans un seul boîtier dont seulement 2 sont utilisés avec un léger hystérésis dynamique. La valeur de l'hystérésis.

$$V_{\text{hys}} = V_{\text{so}} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \approx 10 \text{ mV}$$

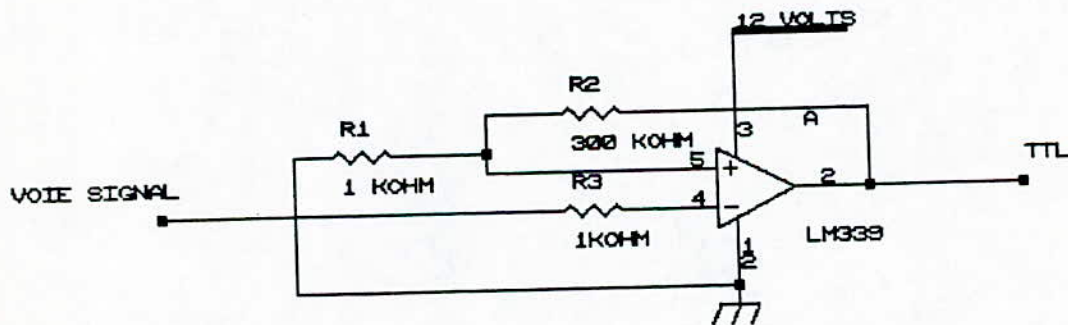


figure 4.14

D.48- CIRCUIT DE MESURE DE DEPHASAGE

A la sortie des deux comparateurs, on doit mesurer le déphasage entre les deux voies: référence et signal, afin de déterminer la distance.

Pour avoir une bonne précision de distance et sous forme numérique, on peut mesurer le temps entre les deux fronts montants.

Alors le $\Delta\Phi = \phi_s - \phi_r = \tau 2 \pi / T$ avec τ le temps entre les 2 fronts montants des voies signal et référence.

En se référant à la figure (4.15) ci-après, du montage du comparateur de déphasage, on peut constater que la forme du signal est une impulsion de largeur τ répétée à une période $1/F$ nécessaire pour pouvoir mesurer le déphasage de 0 à 2π .

La mesure de la tension moyenne de sortie de ce circuit permet d'obtenir une indication linéaire du déphasage $\Delta\Phi$.

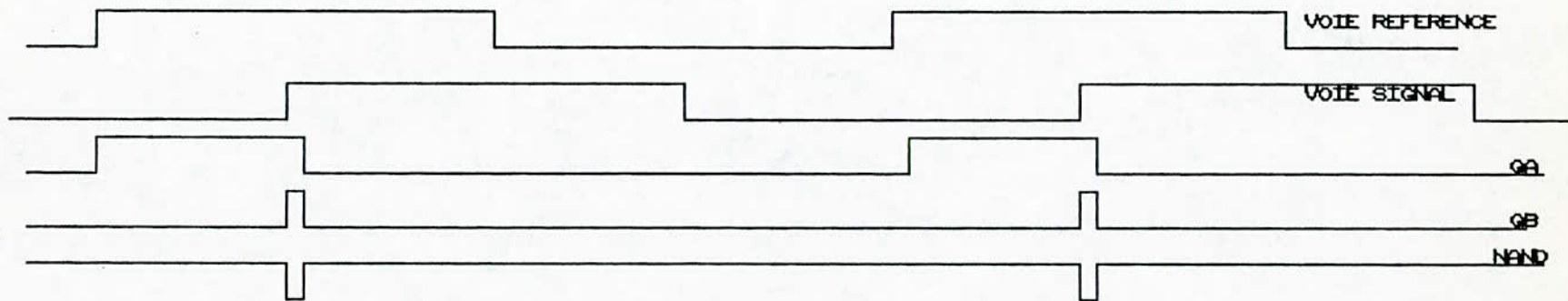
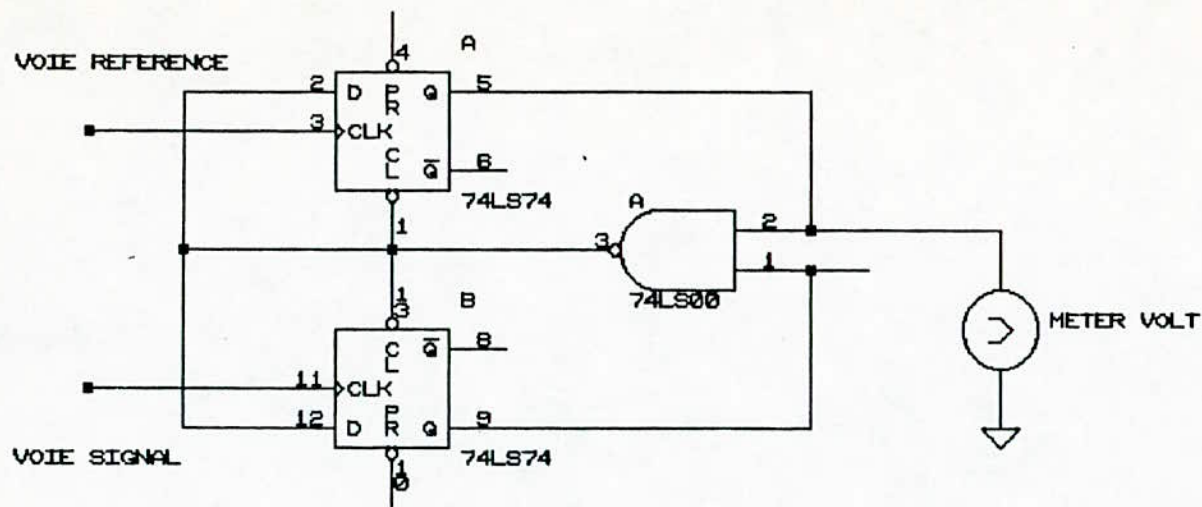


fig 4.15

CHAPITRE V

CONCLUSION

L'étude des principaux procédés employés en télémétrie (notamment les télémètre au laser) m'a permis de concevoir et réaliser un détecteur basé sur la mesure du temps de vol d'un signal.

Bien que ce détecteur a été réalisé en discret (circuits intégrés non disponibles), il présente des performances appréciables, telle que la stabilité de la fréquence.

Sachant que la mesure de déphasage peut s'effectuer directement par un voltmètre intégrateur, on peut aussi améliorer la précision de cette mesure avec un module numérique. (voir en annexe le schéma de la carte de mesure de déphasage conçue).

Comme les diodes lasers facilitent la modulation de faisceaux (1 GHz), celles-ci ouvrent actuellement de nouvelles perspectives quant aux applications de la télémétrie.

Dans cette optique, il sera possible à l'aide d'un émetteur à diode laser et un récepteur approprié, de trouver avec ce détecteur que j'ai réalisé, des applications pratiques au niveau du laboratoire.

Pour cette étude, j'ai découvert un domaine intéressant. Pour cela, j'espère qu'on tirera profit de mon modeste travail.

ANNEXE

LISTE DES COMPOSANTS

VCO

Résistances:

R2 = 8,2 MΩ

R3 = 220 KΩ

R4 = 150 KΩ

R5 = 47 KΩ

Capacités:

C1 = 10 nF

C2 = 1 nF

C3 = 10 nF

C4 = 2,2 μF

C5 = 100 nF

Semi-conducteurs:

T1 & T2 : BF 254

T3 & T4 : BC 238

T5 : BC 307

D : 1 N 4148

DV : MV 2113

DETECTEUR

Résistances:

R1 = 22 KΩ R7 = 10 KΩ R13= 10 MΩ R19= 22 KΩ

R2 = 6,8 KΩ R8 = 5,6 KΩ R14= 47 KΩ R20= 150 KΩ

R3 = 470 KΩ R9 = 10 KΩ R15= 5,6 KΩ R21= 470 KΩ

R4 = 150 KΩ R10= 4,7 MΩ R16= 2,2 MΩ R22= 10 KΩ

R5 = 10 KΩ R11= 560 KΩ R17= 0 à 1 KΩ R23= 10 KΩ

R6 = 10 KΩ R12= 10 KΩ R18= 6,8 KΩ R24= 10 KΩ

Capacites:

C1 = 33 nF	C7 = 220 pF	C14 = 15 pF
C2 = 15 pF	C8 = 330 pF	
C3 = 33 pF	C9 = 0,2 60 pF	
C4 = 15 pF	C10 = 15 pF	
C5 = 33 pF	C11 = 2,2 pF	
C6 = 100 pF	C13 = 2,2 μ F	

Semi-conducteurs:

T1 : BF 254
T2, T3 & T4 : BC 237

T5 : 2 N 3819
D1, D2 & D3 : 1 N 4148

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

D. CHAMPIER

Pré-étude d'un proximètre optique à diode laser.

Rapport de DEA de paris XI. Septembre 1983.

D. CHAMPIER

TELEMETRE LASER PAR MESURE DE TEMPS DE VOL DESTINE A LA
PROXIMETRIE EN ROBOTIQUE.

These de doctorat 3^{ème} cycle de l'univer. orsay, déc 87.

J. -M. FOUCHET

ELECTRONIQUE PRATIQUE

M. GILMORE

Appareils de mesure

S. GUILLON

PROXIMETRE OPTIQUE A DIODE LASER

Etude et correction des dérives en phase.

Rapport de DEA de l'universite d'orsay, juillet 1985.

R. JARY

Cours d'électronique.

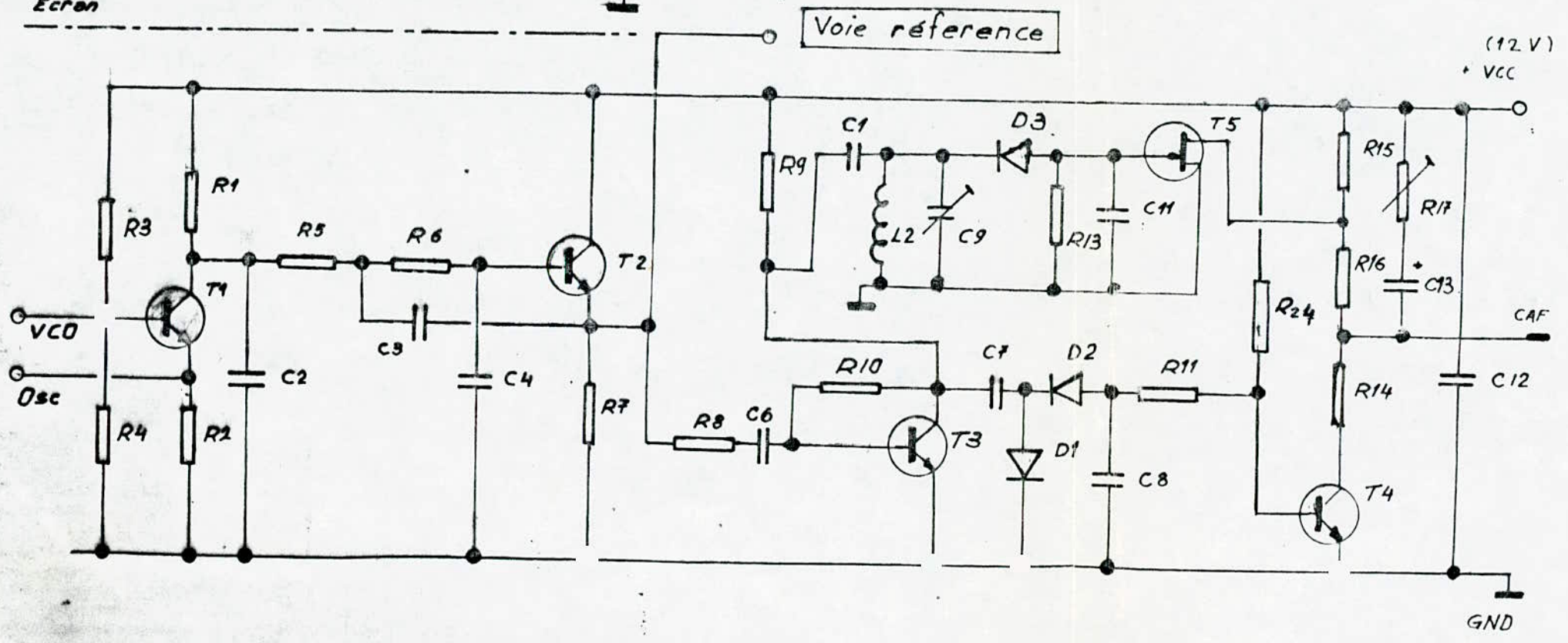
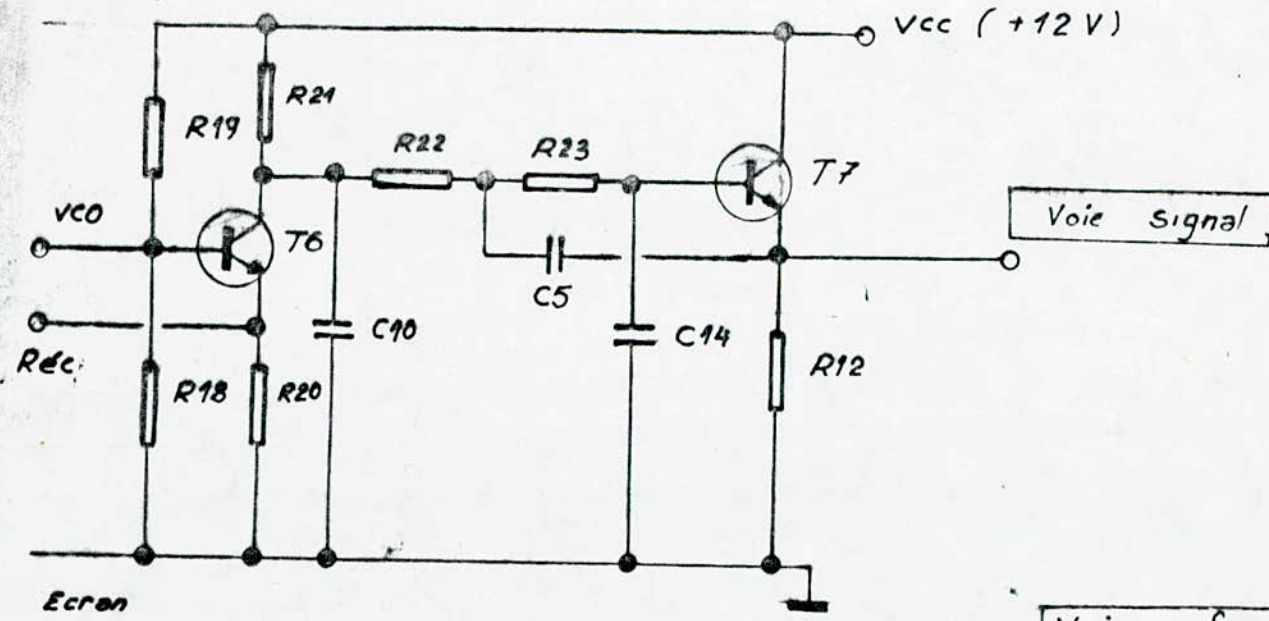
REVUE

ELECTRONIQUE APPLICATION N° 31

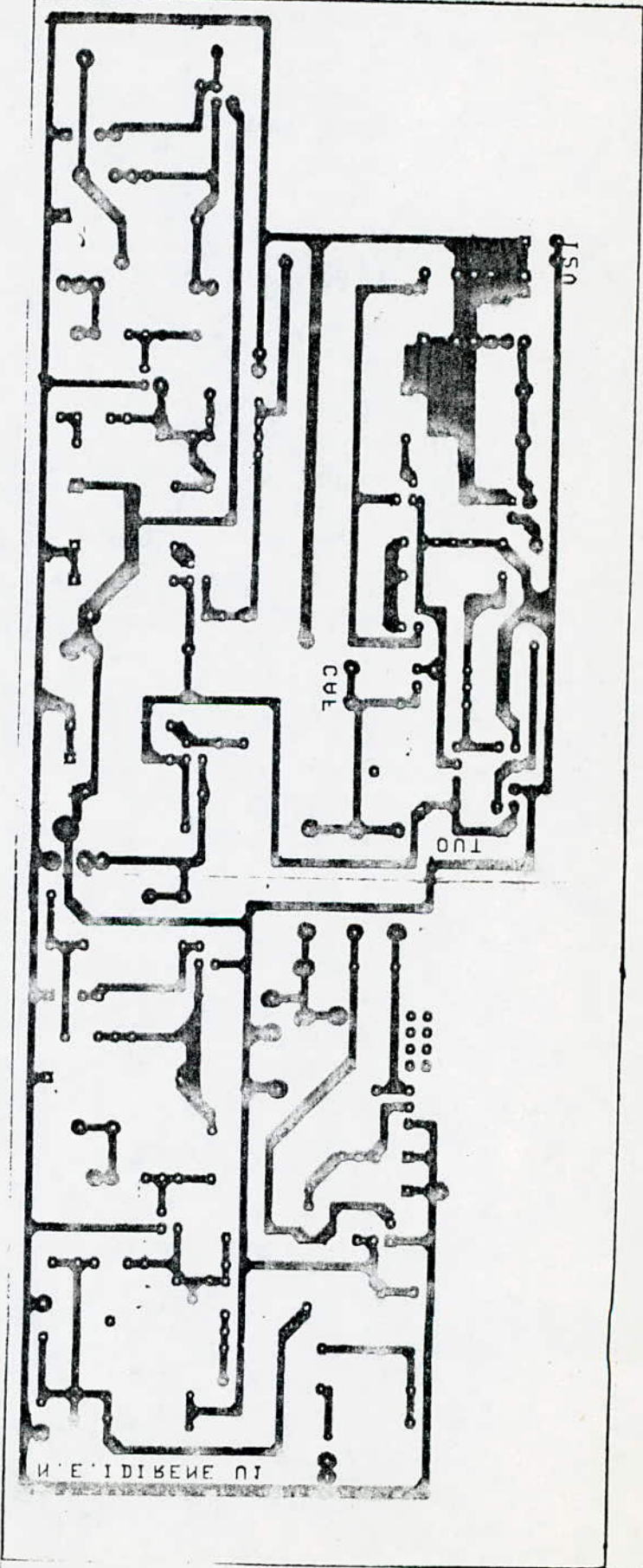
ELECTRONIQUE APPLICATION N° 41

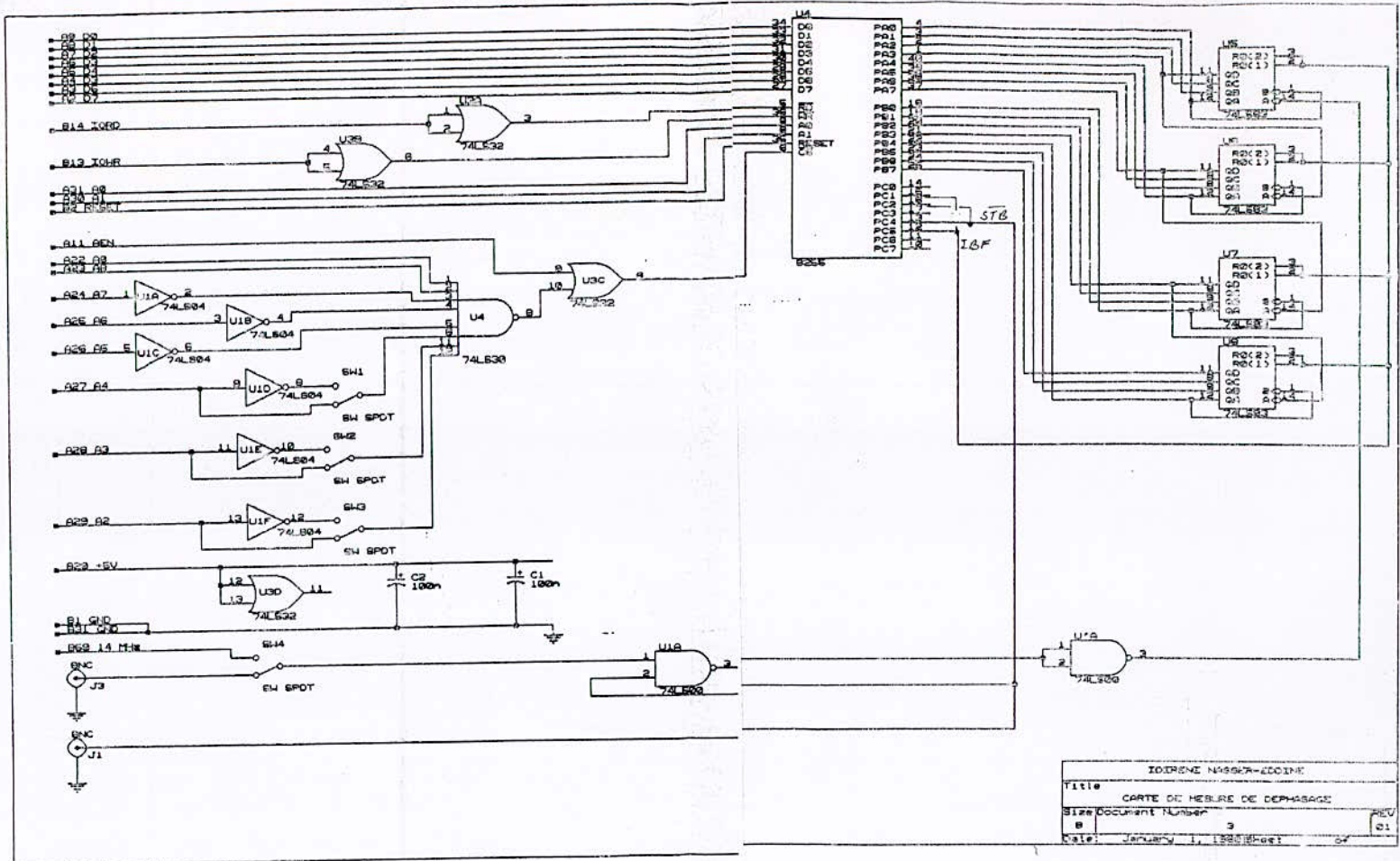
DETECTEUR

IDIRENE N-E



Circuit imprimé
du détecteur





INDRENE N1997-2011K	
Titre CARTE DE HEURE DE DEPHASAGE	
Size Document Number 3	REV 01
Date: January 1, 1998	Post: 04