

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Ecole Nationale Polytechnique
Departement d'Electronique

Projet de Fin d'Etude
En Vue de l'obtention du Diplome
d'Ingenieur d'Etat en Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique
THEME

*ETUDE ET CONCEPTION
D'UN
TELEMETRE LASER*

Proposé par:
Mr : A. BENBELKACEM
Mr : A. CHEKIMA
Mr : Z. TERRA

dirigé par:
Mr : A. BENBELKACEM

Etudié par : Hamza Akroum
Rachid Tiarti

PROMOTION JUILLET 1994

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Ecole Nationale Polytechnique
Departement d'Electronique

Projet de Fin d'Etude
En Vue de l'obtention du Diplome
d'Ingenieur d'Etat en Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

THEME

*ETUDE ET CONCEPTION
D'UN
TELEMETRE LASER*

Proposé par:

Mr : A. BENBELKACEM

Mr : A. CHEKIMA

Mr : Z. TERRA

dirigé par:

Mr : A. BENBELKACEM

Etudié par : Hamza Akroum

Rachid Tiarti

PROMOTION JUILLET 1994

2000 du promoteur

A. Ben Bellkacem.



A nos parents,

A nos familles,

A nos amis,

A tous ceux qui auront le plaisir
de lire cette thèse...

Nous dédions ce modeste travail.

Remerciements



Au Tout-Puissant...

Nos remerciements s'adressent tout particulièrement à notre promoteur, Monsieur A. BENBELKACEM, chargé de cours à l'Ecole Normale Supérieure de Kouba qui nous a dirigés tout au long de notre travail. Nous lui sommes reconnaissants pour les conseils utiles, les remarques positives et le concours actif qu'il a bien voulu apporter à notre travail.

Nos remerciements s'adressent à Monsieur TERRA, chargé de cours à l'ENP, pour sa contribution efficace à la réalisation de ce projet.

à Monsieur A. CHEKIMA, professeur à l'ENP, qui a bien voulu nous proposer ce projet de fin d'étude.

à Messieurs HADDADI et SADDOUN, chargés de cours à l'ENP, pour leurs conseils avisés.

à Madame HAMMAMI, chargée de cours à l'ENP, pour le soutien qu'elle nous a manifesté.

à Monsieur ZERGUI, Maître-assistant à l'ENP, pour son aide documentaire.

à Monsieur HINI Rachid, Maître-assistant à l'USTHB, pour l'aide inestimable qu'il nous a fournie et le soutien constant qu'il nous a manifesté tout au long de la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici, l'expression de notre plus vive gratitude.

à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation d'Ingénieur,
en particulier ceux du Département d'Electronique (ENP).

aux enseignants du Département de physique de l'Ecole Normale
Supérieure de Kouba, en particulier les laboratoires d'Electronique et
d'optique, qui, à de nombreuses occasions nous ont aidés.

Nous remercions aussi tout le personnel de la Bibliothèque pour les
efforts qu'ils ont déployés pour nous lors de notre recherche documentaire.

TABLE DES MATIERES



<u>Introduction générale.</u>	-----	1
<u>Chapitre I: Méthodes télémétriques.</u>	-----	4
I- Introduction générale	-----	5
II- Avantages des techniques optoélectroniques	-----	6
III- Triangulation:	-----	8
1- Introduction	-----	8
2- La stéréoscopie active	-----	10
3- Méthode de projection d'un faisceau laser	-----	11
4- Conclusion.	-----	14
IV- Interférométrie	-----	16
1- Interférométrie classique.	-----	16
2- Interférométrie holographique.	-----	17
V- Temps de vol:	-----	19
1- Introduction.	-----	19
2- Mesure par comparaison de phase.	-----	19
3- Télémétrie impulsionnelle.	-----	24
VI- Conclusion	-----	32
<u>Chapitre II: Méthodes de mesures de temps courts.</u>	-----	34
I- Introduction.	-----	35
II- Techniques numériques:	-----	35
1- Comptage numérique.	-----	35

2-Méthode du Vernier chronotron.	37
III-Méthodes analogiques:	39
1-C.T.A à recouvrement d'impulsion.	40
2-C.T.A par impulsion Start et Stop.	42
IV-Comparaison.	44
V-Méthode des deux astables.	46
<u>Chapitre III: Bilan de liaison</u>	49
I-Introduction.	50
II-Equation du bilan de liaison.	50
III-Sources de puissance et sécurité.	51
IV-Etude de la cible.	56
V-Perturbations extérieures, linéarité et erreurs de mesure.	60
-1- Perturbations extérieures.	60
-2- Linéarité, erreurs de mesure.	65
VI-Etude du système optique:	69
-1-Choix de la configuration du système	69
- 2-Pertes dues à l'optique.	72
VII-Conclusion.	73
<u>Chapitre IV: Circuits associés au télémètre.</u>	75
I-Structure du dispositif.	76
II- Le circuit d'émission:	77

-1-Commande par un transistor en régime d'avalanche. _ _ _ _ _	77
- 2-Commande par un transistor en régime de commutation. _ _	88
III- Le récepteur. _ _ _ _ _	86
-1-Circuits associés à la photodiode. _ _ _ _ _	86
-2-Etage amplificateur. _ _ _ _ _	96
-3-Le DFC " Discriminateur à fraction constante". _ _ _ _ _	97
<u>IV-Réalisation de la carte de traitement et d'affichage.</u> _ _ _ _ _	101
<u>CONCLUSION GENERALE.</u> _ _ _ _ _	116
<u>BIBLIOGRAPHIE.</u> _ _ _ _ _	119
ANNEXE A: <i>securite'</i> Laser. _ _ _ _ _	121
ANNEXE B: Les caractéristiques des composants utilisés. _ _ _ _ _	123
ANNEXE C: Adoption d'une lentille à un composant optoélectronique. _ _ _ _ _	133
ANNEXE D: Liste des composants et schéma général. _ _ _ _ _	134

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Le laser, par sa grande cohérence et par sa grande concentration énergétique offre un champ d'application très étendu. En effet, du domaine médical au domaine militaire, en passant par toutes les branches de l'industrie, les utilisations du laser sont multiples [4], [8], [21]. Mais la télémétrie (mesure de distance sans contact physique entre l'appareil de mesure et la cible), où le laser supplante les autres sources de rayonnement, demeure l'un de ses emplois les plus fréquents .

Le projet qui nous a été confié consiste à l'étude et la conception d'un télémètre laser impulsionnel d'une portée d'une dizaine de mètres, respectant les normes de sécurité, utilisant une électronique simple (de faible coût).

Ce mémoire comporte quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, nous présentons une étude comparative des principales techniques utilisées en télémétrie.

Dans le second chapitre, nous examinons les différents procédés de mesure du temps court et nous proposons une méthode originale de mesure de temps de transit qui s'adapte bien à la télémétrie impulsionnelle.

Dans le troisième chapitre, nous examinons les différents paramètres intervenant dans le calcul du bilan de liaison.

Le quatrième chapitre sera consacré aux circuits associés au télémètre; nous présentons:

-L'émetteur; nous avons étudié le circuit de pilotage d'une diode LED IR (CQY 89).

-Le circuit associé à la photodiode (chaîne d'amplification); après avoir présenté le modèle électrique de la photodiode PIN, nous étudions le type de circuit qui présente le minimum de bruit si on l'associe à la PIN.

-Le circuit de mise en forme. Nous avons fait l'étude et la conception d'un discriminateur à fraction constante (DFC).

-La carte de traitement et d'affichage que nous avons mis au point et réalisé.

Enfin, en conclusion et à la lumière des résultats obtenus, nous évoquons les améliorations possibles et les perspectives de développement de notre réalisation.

CHAPITRE I

METHODES TELEMETRIQUES

I- Introduction générale.

La télémétrie est la mesure de distance sans contact matériel. On peut distinguer deux types de télémétrie (tableau 1) :

I-1)-la télémétrie passive:

Elle n'utilise pas de source d'énergie spéciale. Elle repose sur le principe que tout corps porté à une température en-dessous du zéro absolu rayonne de l'énergie électromagnétique. Cette technique sort de notre cadre d'étude.

I-2)-La télémétrie active:

Elle utilise une source spéciale d'énergie "Emetteur" et détecte l'énergie réfléchi "Recepteur" , Pour déduire la distance.

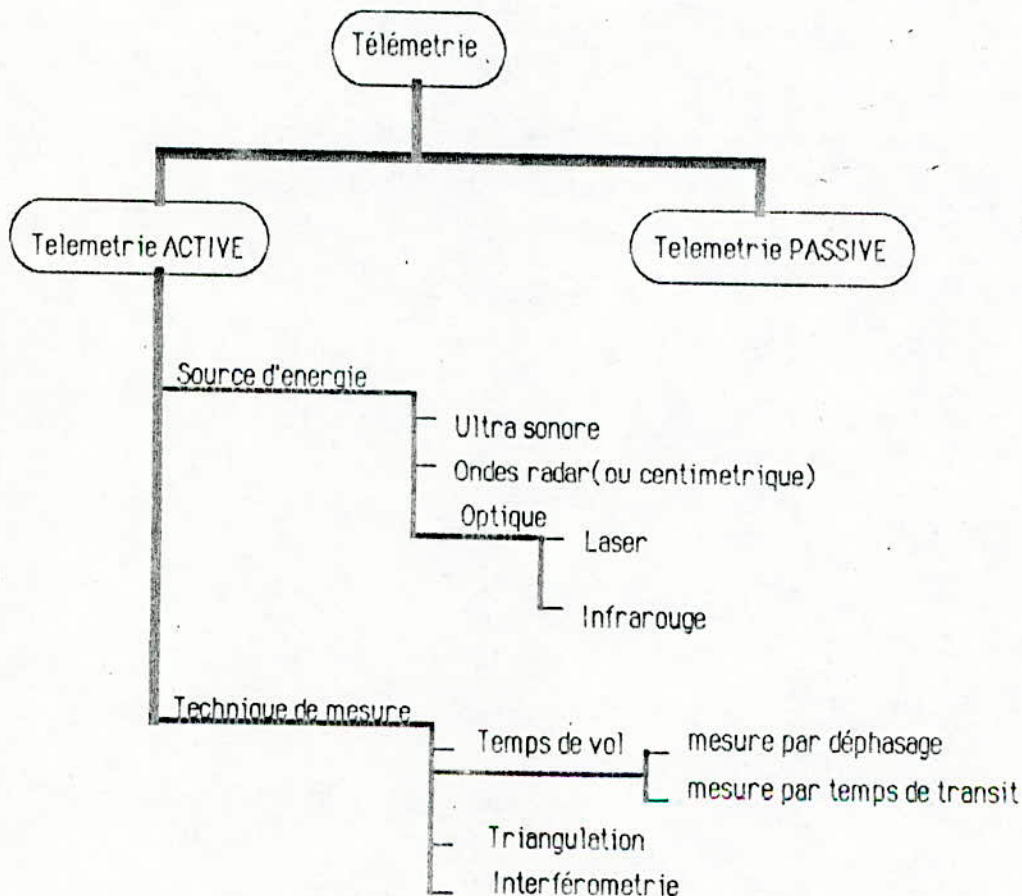


Tableau I-1: classification des télémètres.

Ce chapitre permettra de dégager les principes de mesure de distance par les techniques optoélectroniques et leurs propriétés afin de connaître leurs domaines de validité.

II-Avantages des techniques optoélectroniques.

En télémétrie active, trois technologies sont possibles:

- _ L'optoélectronique.
- _ Les ondes centimétriques.
- _ Les ultrasons.

Pour les radars conventionnels (utilisant des ondes centimétriques) la divergence minimale pouvant être obtenue à la sortie de l'émetteur, due au phénomène de diffraction, est proportionnelle à λ/D , D étant le diamètre de l'antenne et λ la longueur d'onde. L'exploitation des ondes optiques (λ de l'ordre du μm) permet donc de réduire la divergence du faisceau pour une surface d'émission donnée d'un rapport allant de 10^4 à 10^5 , [4]. De plus, les systèmes radars à ondes centimétriques sont très sensibles aux échos parasites du relief. Ceux-ci affectent les mesures sol-sol et air-sol (la cible étant au sol). La très grande directivité du faisceau laser permet de sélectionner l'objet dont on veut connaître la distance de manière très précise, sans être gêné par les obstacles autres que ceux étant exactement

dans la ligne de visée, [4].

Les télémètres à ultrasons permettent d'obtenir typiquement une précision de l'ordre du Cm dans une plage de mesure variant de 30 cm à 10m. Cependant, la résolution angulaire est de l'ordre de 10° , ce qui n'est pas compatible avec la majorité des applications en robotique (exemple: la vision tridimensionnelle); la raison de cette limitation provient de la longueur de l'onde ultrasonore (environ 6 mm à une fréquence de 50 KHz) qui n'est pas petite par rapport au diamètre du transducteur (environ 3 cm) ce qui entraîne un large lobe de diffraction. De plus, la réflexion des ondes ultrasonores est de type spéculaire pour la plupart des cibles. En effet, la cible se comporte comme un miroir tant que la rugosité de sa surface est très inférieure à la longueur d'onde. Cette propriété limite l'angle d'incidence par rapport à la normale de la cible, [16].

Les méthodes optoélectroniques présentent donc l'avantage de pouvoir obtenir un diamètre du spot lumineux de faible taille et dont la longueur d'onde est de l'ordre du μm . De ce fait, la majorité des cibles réfléchissent une importante composante lambertienne permettant de détecter un signal rétrodiffusé, même pour un grand angle d'incidence par rapport à la normale de la cible, [16].

Les techniques optoélectroniques sont opérationnelles dans la gamme allant du nanomètre à 30 km environ. La limite supérieure est due à l'absorption du rayonnement par l'atmosphère, [4]

PERFORMANCES ULTIMES			
	Ultrasons	Optoelectronique	Hyper fréquences
Attenuation atmosphérique	Très importante	Importante	Faible
Ouverture angulaire	10°	1 mrad	quelques(°) Minimum
Encombrement	Faible	Très faible	Important
Coût (prix indicatif)	100 F	de qqs 100 F à qqs 10 kF - Suivant les performances visées	- coupleur: 100F - mélangeur : 500F - amplificateur (faible bruit) qqs 1000F - oscillateur à fréquence variable de qqs 10kF à 40kF

Tableau I-2 : performances ultimes des technologies (us, opto, HF) [17]

III-Triangulation

III-1-Principe et introduction:

La triangulation est une méthode couramment utilisée par les cartographes depuis plusieurs siècles [4]. Cette méthode est généralement considérée comme la plus simple et la moins coûteuse [16]. Elle consiste à mesurer la distance entre un point A et un point C de manière optique.

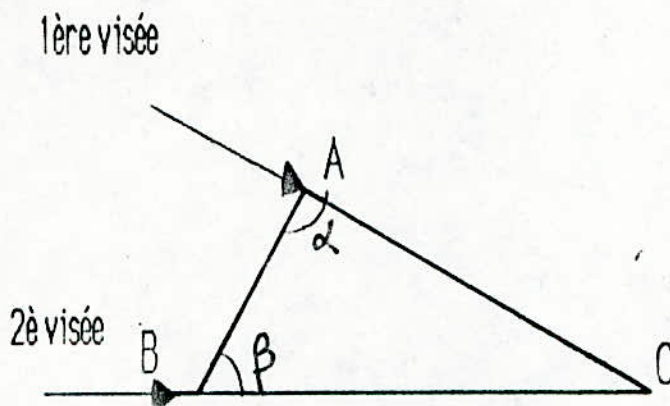


Fig I-1: principe de la triangulation

Le point C est visé par l'intermédiaire des points A et B, la mesure des angles α , β et de la distance AB permet d'obtenir, par le calcul, les distances AC et BC:

Les relations trigonométriques dans un triangle quelconque donnent:

$$\frac{\sin \alpha}{BC} = \frac{\sin \beta}{AC} = \frac{\sin (\pi - \alpha - \beta)}{AB}$$

d'où: $AC = AB \sin \beta / \sin (\alpha + \beta)$

et $BC = AB \sin \alpha / \sin (\alpha + \beta)$.

Le capteur laser permet d'obtenir le résultat en une seule mesure et de suivre en continu le déplacement du point visé.

L'idée de base consiste dans un premier temps à pointer un faisceau laser vers l'objet (fig.I-2). Sa surface diffusante renvoie la lumière du faisceau dans toutes les directions et crée ainsi un point source (C_1 ou C_2).

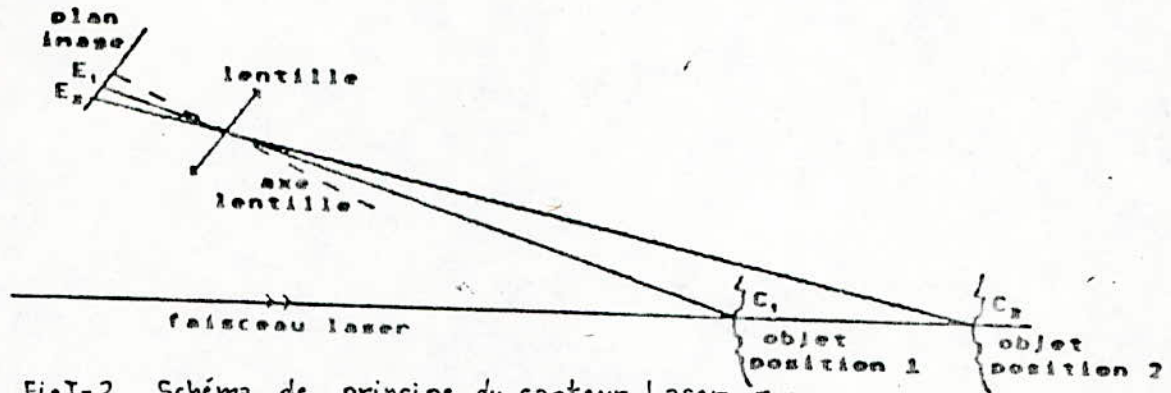


Fig I-2 Schéma de principe du capteur Laser, [4].

Une lentille permet d'obtenir l'image du point de source (E_1 ou E_2). La connaissance de la position du point image par rapport à l'axe de la lentille permet d'obtenir l'éloignement de l'objet cible.

L'exploitation de ce principe permet d'automatiser la mesure et de déterminer rapidement, à distance, des profils tridimensionnels [4].

Deux principales techniques se dégagent: la méthode stéréoscopique et la méthode de projection d'un faisceau laser sur la cible [16].

III-2- La stéréoscopie active.

La stéréoscopie constitue une application du procédé de télémétrie par triangulation. Elle sert à mesurer les dimensions d'une pièce mécanique [1].

La figure (I-3) donne le schéma de principe: chaque barette de photodiode

constitue une caméra que l'on pilote par microprocesseur; celui-ci détermine quelles sont les diodes éclairées par l'impact du faisceau laser; un autre microprocesseur effectue la triangulation à partir des données fournies par les caméras, [1], [16]. On obtient ainsi un tableau de côtes tridimensionnelles correspondant à l'exploration de l'objet par le faisceau Laser [1]

La plate forme sur laquelle repose l'objet est équipée de moteurs-pas à pas qui permettent de le faire monter, descendre ou de le faire tourner [1].

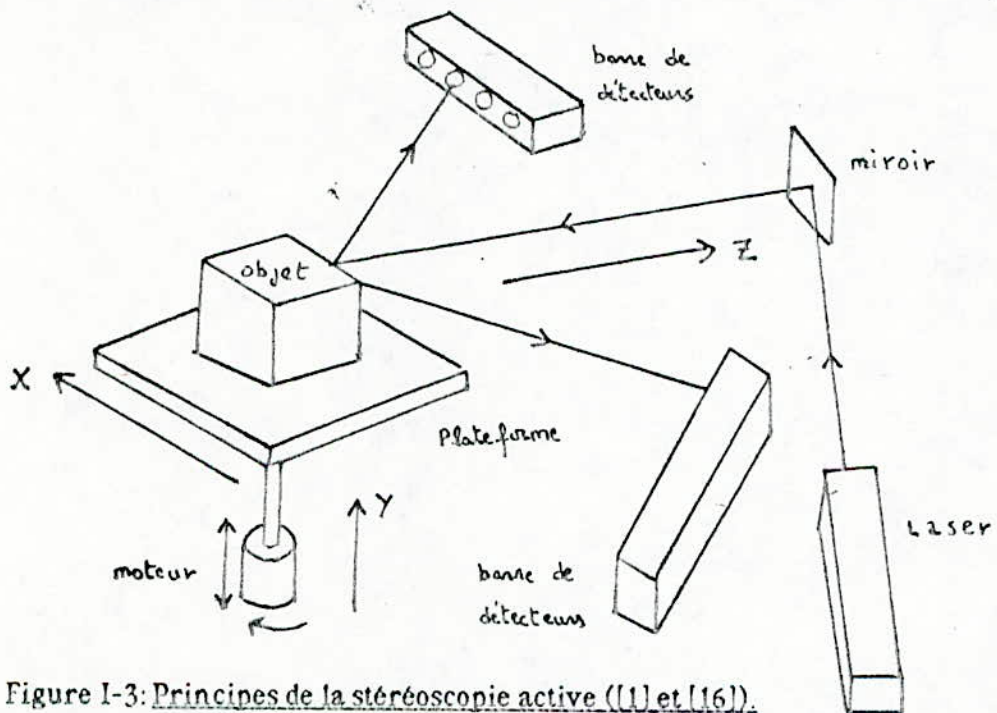


Figure I-3: Principes de la stéréoscopie active ([1] et [16]).

III-3- Méthode de projection d'un faisceau Laser.

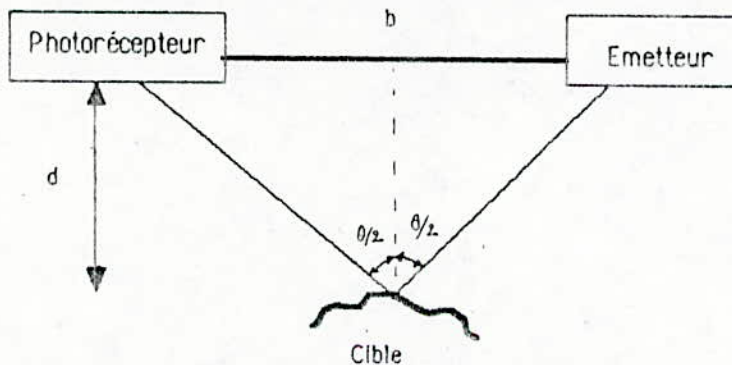


Fig.4:Principe de la méthode de projection d'un faisceau laser (5)

Le principe de base est donné en Figure I-4.

La distance d peut être déterminée à l'aide de la relation:

$$d = \frac{b}{2} \tan \frac{\theta}{2}$$

La mesure est d'autant plus précise que la distance b est grande [16].

Une autre technique consiste à projeter le faisceau Laser sur des points quelconques de la scène avec l'aide d'un miroir tournant. La lumière réfléchiée par la surface de l'objet est collectée par une caméra linéaire [1] (figure I-5).

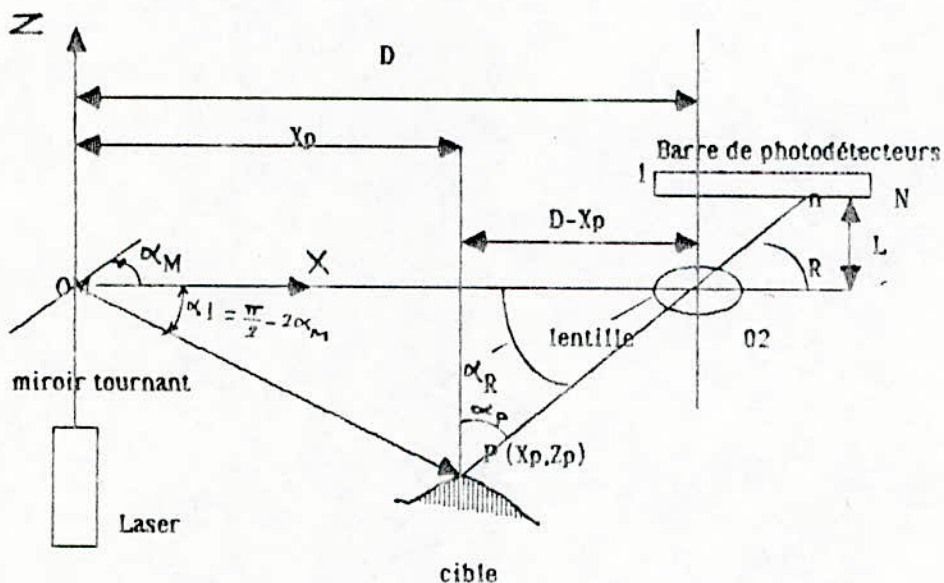


Figure 5: Principe de la triangulation par balayage du faisceau par un miroir tournant.

α_M = angle de rotation du miroir peut-être déterminée par la tension de sortie d'un transducteur de position.

n = numéro de la cellule d'intensité maximale.

N = nombre total de cellules.

X_p, Z_p : coordonnées du point P.

D'après la figure I-5, on a les deux équations:

$$Z_p = -X_p \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - 2\alpha_M \right)$$

$$Z_p = (X_p - D) \operatorname{tg} \alpha_p$$

avec $\alpha_R = \frac{L}{\Delta} \frac{1}{n - \frac{N}{2}}$ et $\alpha_P = \frac{\pi}{2} - \alpha_R$

avec Δ : dimension des cellules élémentaires de la barre de photodétecteurs (Δ est de l'ordre de $10 \mu\text{m}$ dans le cas des barettes CCD [4]).

Donc ayant n et α_M les deux équations ci-dessus permettent de déterminer les coordonnées de P (X_p, Z_p). Ce procédé a été appliqué à un système de vision 3-D pour l'inspection et le contrôle des robots [1].

III-3-1-Résolution.

La résolution est liée directement à la dimension des cellules élémentaires du photorécepteur (typiquement de l'ordre de $10 \mu\text{m}$ dans le cas des barettes CCD utilisées dans ce genre d'application pour leur haute sensibilité et grande dynamique [4]).

III-3-2-Temps d'acquisition de la mesure.

La rapidité de la mesure est limitée, soit par la vitesse de rotation du miroir, soit par le temps de la cellule. Les photodiodes ayant un temps de réponse de l'ordre de la nanoseconde (μs pour les phototransistors [6], [7]), seules les limitations dues à l'entraînement mécanique du miroir sont à prendre en compte (fréquence limitée à l'ordre du KHz) [4].

Notons que les informations contenues dans les cellules CCD ne peuvent être extraites que séquentiellement. Ainsi, une grande résolution obtenue pour une distance donnée par un grand nombre de cellules, se fait au prix d'un temps d'acquisition plus long.

III-3-3-Inconvénients de ces techniques

a)-Problèmes des zones d'ombre:

Un faisceau frappant une cible ne peut pas toujours être réfléchi en direction du photorécepteur, selon la géométrie ou l'état de surface de la cible; le faisceau peut aussi ne pas atteindre des parties de la cible vues par le récepteur [16].

b- Limitation en petites distances

Aux grandes distances, ces techniques présentent des erreurs de mesure non tolérables.

III-4- Conclusion

Cette démarche est performante dans la gamme du millimètre à 10m, la

précision atteignant couramment 0,1% [4], (la précision de mesure diminue lorsque la distance augmente [2], [4], [16]).

Les techniques de mesure par triangulation sont essentiellement utilisées pour la vision tridimensionnelle appliquée à la robotique [5]. Un exemple est représenté en figure I-6.

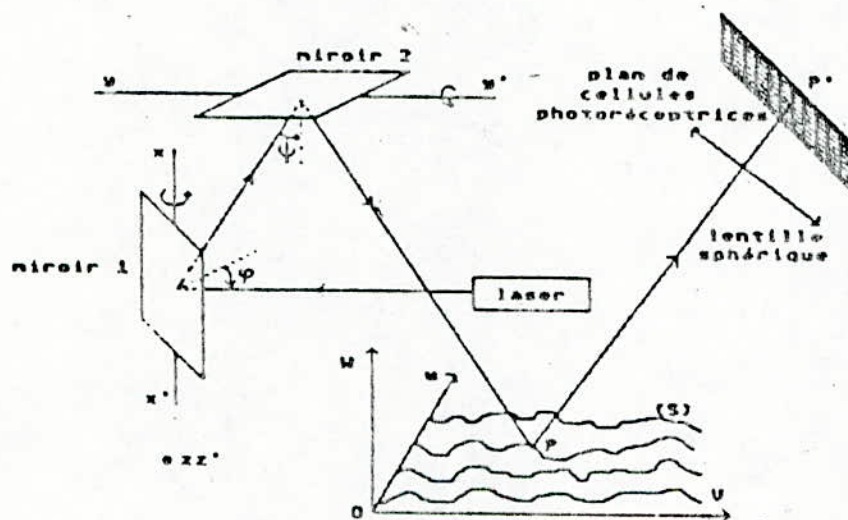


Figure I-6: Profilomètre tridimensionnel [4]

La variation des angles φ et ψ assure le balayage du faisceau sur toute la surface (S). Si cette surface (S) était plane, la position du point p' se déduirait unilatéralement du couple de valeur (φ et ψ). L'écart par rapport à cette position traduit le relief de (S).

Le traitement informatique des valeurs de φ , ψ et des coordonnées de p' est donc suffisant pour obtenir toutes les informations sur le relief [4].

Les principaux développements de ces télémètres consistent en

l'amélioration du traitement du signal et l'optimisation des algorithmes de mise en correspondance des images détectées par des caméras [16].

IV- INTERFEROMETRIE.

IV-1-Interférométrie classique.

Les interféromètres classiques (Michelson, Fabry pérot, etc...) permettent de mesurer les déplacements, vibrations, défauts d'une surface plane réfléchissante dans le domaine micrométrique et submicrométrique.

L'idée consiste à traduire la différence de chemin optique entre un miroir plein de bonne qualité et la surface réfléchissante par des franges d'interférences. Une différence de chemin de λ , longueur d'onde de rayonnement utilisé, se traduit par le défilement d'une frange brillante. Lorsque la surface est rugueuse (diffusante) de tels dispositifs ne fonctionnent plus [4].

Les dispositifs interférométriques classiques sont encombrants, délicats à aligner optiquement et coûteux du fait de l'utilisation de laser à gaz. Ils nécessitent l'utilisation de cibles purement coopératives telles que les miroirs [6]. Leur application industrielle est donc restée marginale [16].

Cependant l'interférométrie classique est la base de l'interférométrie holographique.

IV-2-Interférométrie holographique [4].

L'interférométrie holographique permet l'obtention de figures d'interférences à l'aide de surfaces quelconques. Comme il n'est pas possible de réaliser des interférences entre la lumière diffusée par une surface rugueuse et celle réfléchiée par un miroir plan de référence. La référence sera utilisée selon la même surface rugueuse dans une position légèrement différente. Cette surface diffusante ne peut bien entendu pas être dans deux positions distinctes au même instant. Il est donc nécessaire de faire un enregistrement holographique de la surface dans la première position. La surface dans sa nouvelle position interfèrera avec sa position antérieure reconstituée par l'hologramme.

On fait donc interférer deux surfaces qui n'existent pas simultanément. Le changement de position de la surface ou sa déformation dans le domaine micrométrique correspondant à la longueur d'onde du rayonnement utilisé, se traduit par des franges d'interférence se superposant à l'image (Figure I-7).

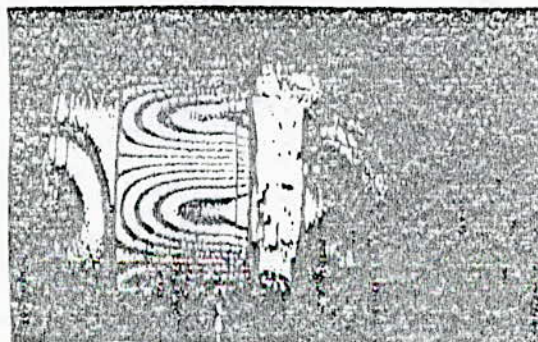


Figure I-7: Déformations d'un tambour de frein bruyant visualisées par interférométrie holographique [4].

Les franges d'interférences correspondent à des lignes de niveau. La dénivellation entre deux franges est égale à λ . Un observateur quelque peu entraîné peut assez facilement, à partir de la figure d'interférences, se faire une idée des déformations subies par l'objet. L'enregistrement et le traitement automatique des données pour la reconstitution des surfaces est généralement complexe [4].

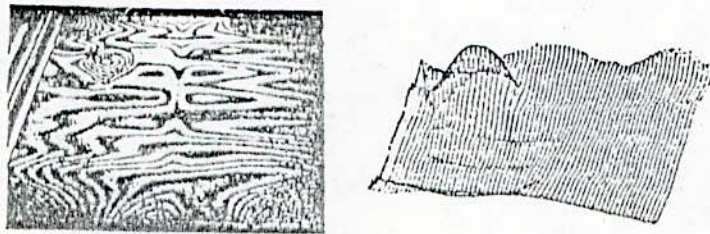


Figure I-8: Franges d'interférences holographiques dues aux déformations thermiques d'une surface plane et reconstitution de son profil [4].

Cette technique est essentiellement ^{appliquée} au contrôle de qualité de produit finis et à l'étude des déformations micrométriques sous l'effet de contraintes mécaniques ou thermiques [4]. (Figure 8).

V- TEMPS DE VOL.

V-1-Introduction:

Essentiellement, deux principes ont été utilisés pour mesurer les distances comprises entre quelque dizaines de mètres et plusieurs kilomètres [8]:

- La télémétrie à comparaison de phase (Figure I-9).

Dans ce cas, le faisceau est modulé à une fréquence radio-électrique et l'on mesure le décalage de phase entre le signal émis et le signal réfléchi.

- La télémétrie impulsionnelle (Figure I-12).

Dans ce cas, on détermine avec précision le temps d'aller et retour d'une impulsion courte et de grande puissance de rayonnement Laser entre la source et la cible.

La rapidité de la mesure (inférieure à 1mS lui a valu, malgré une précision moyenne, [4], [16], [8], [9], un développement particulier dans le domaine militaire [4], [8].

V-2-Mesure par comparaison de phase:

V-2-1- Principe:

L'intensité du faisceau varie selon une loi harmonique:

$$I(t) = I_0 \sin \omega_m t.$$

Si le chemin parcouru par une telle onde est de longueur $2d$, alors l'intensité à l'arrivée au récepteur est:

$$I_r = I_0 \sin \omega_m \left(t - \frac{2d}{C} \right); \quad (C \text{ vitesse de la lumière})$$

La phase du signal initial comparée à celle du signal du récepteur donne

la différence de phase:

$$\Delta \phi = \omega_m \frac{2d}{C}$$

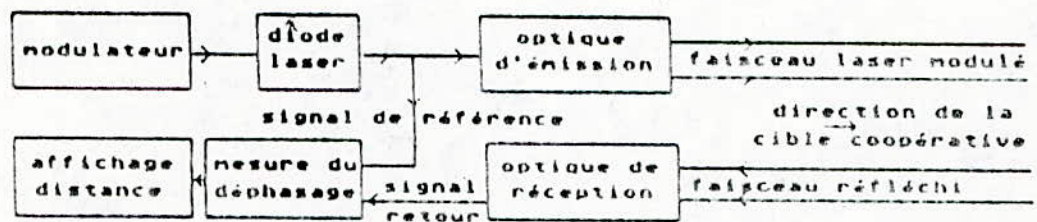


Figure I-9: Schéma de principe du télémètre à comparaison de phase [4]

En connaissant ω et en mesurant $\Delta \phi$ on peut calculer la distance d par la relation:

$$d = \frac{C}{2} \cdot \frac{\Delta \phi}{\omega_m}$$

Pour faciliter et améliorer la précision de la mesure de $\Delta \phi$, on peut transposer les signaux par battement dans la zone BF, où le déphasage $\Delta \phi$ reste le même (Fig.I-10).

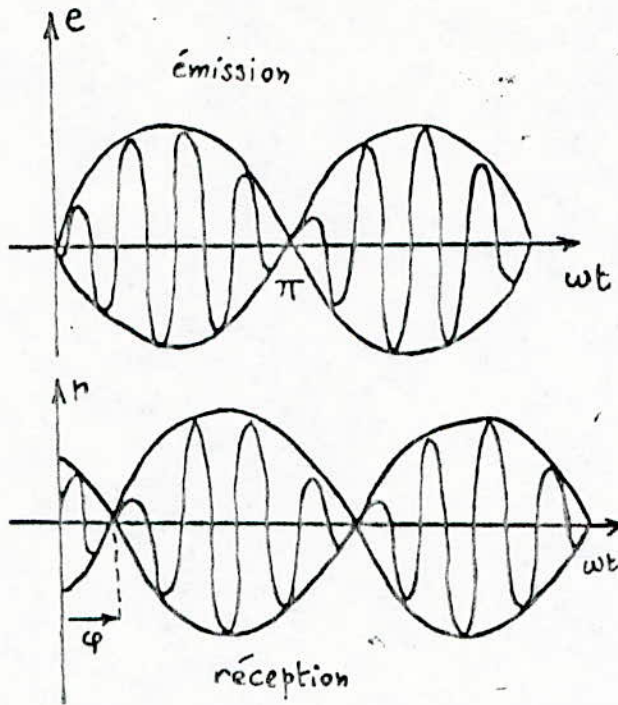


Figure 1-10: Transposition des signaux par battement [3].

Remarquons que $\Delta\varphi$ est défini à 2π près d'où:

$$d = \frac{C}{2} - \frac{D\varphi}{\omega_m} + C \frac{k\pi}{\omega_m}$$

(avec k entier et $0 \leq \Delta\varphi \leq 2\pi$) L'indétermination sur d provient de celle sur k

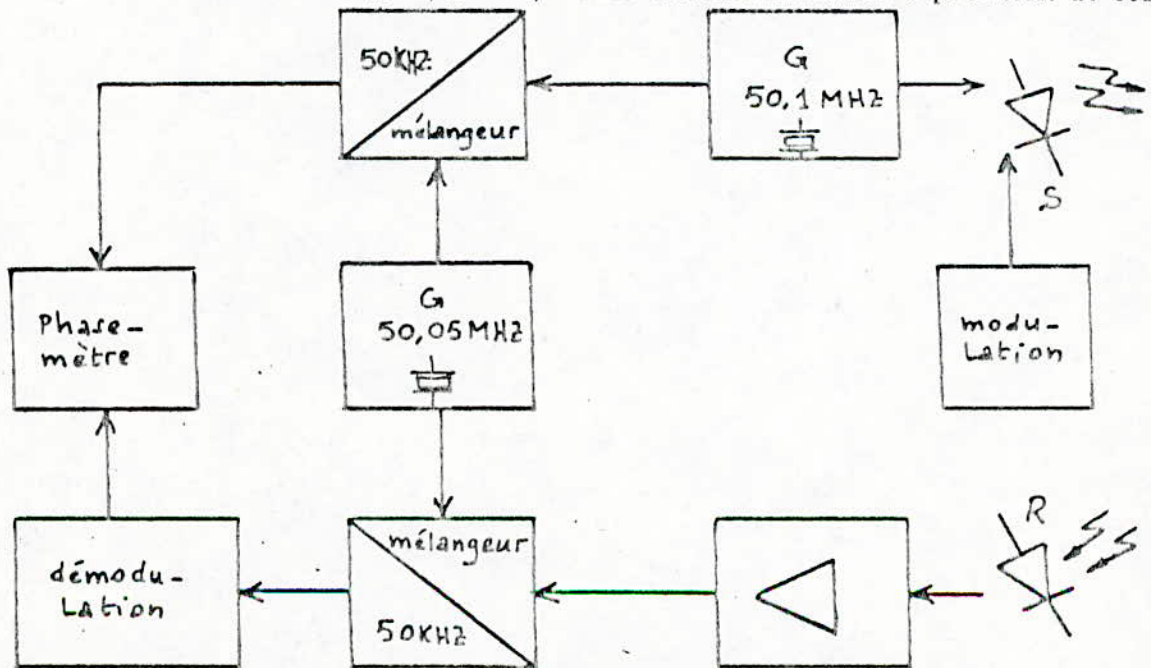


Figure 11: Méthode phasométrique de TEXAS utilisant la transposition de fréquence

par battement [3].

V-2-3-Précision de la mesure.

On a $d = \frac{C \Delta \varphi}{2 \omega_m} = \frac{C \Delta \varphi}{4 \pi f_m}$

$\Rightarrow \Delta d = \frac{C}{4 \pi f_m} \Delta (\Delta \varphi)$ à f_m fixé

$\Delta d = \frac{|\Delta f_m|}{f_m} d$ à $\Delta \varphi$ fixé

$\Delta d = \pm \frac{|\Delta f_m|}{f_m} d \pm \frac{C}{4 \pi f_m} \Delta \varphi$ [4]

Comme application numérique:

si on prend: $\frac{\Delta f_m}{f_m} = 10^{-6}$

$\Rightarrow \Delta (\Delta \varphi) = 4.10^{-2}$ degré et $f_m = 20$ (MHz)

$\Delta d = \pm (1,5 \text{ mm} + 1 \text{ mm/km}).$

On remarque que plus f_m est grand plus Δd est faible.

Pour f_m assez élevé, on a: $\Delta d \approx \frac{|\Delta f_m|}{f_m} d$

V-2-3-Durée de la mesure.

En télémétrie, par comparaison de phase, il faut tout d'abord effectuer plusieurs mesures à des fréquences de modulation différentes. La mesure précise du déphasage ne peut se faire que sur plusieurs périodes du signal

modulé. La synthèse des résultats que doit effectuer le calculateur pour afficher le résultat est complexe et longue, le tout dure quelques secondes, [4].

Le temps de mesure est de l'ordre de 10 S [8].

V-2-4-Conclusion.

Le principal avantage de cette méthode est sa grande précision (plus la fréquence de modulation est grande et stable plus la précision est bonne), cette précision est de l'ordre du mm/(km mesuré) [4].

La saisie de la mesure demande par contre plusieurs secondes. De plus, la faible puissance des lasers continus nécessite l'utilisation de cibles coopératives conçues pour renvoyer une grande partie de la lumière reçue dans la direction d'émission [4], [8], l'utilisation de cibles diffusantes limite l'application de cette méthode.

V-3- Télémétrie impulsionnelle.

V-3-1- présentation du schéma de principe (figure I-12)

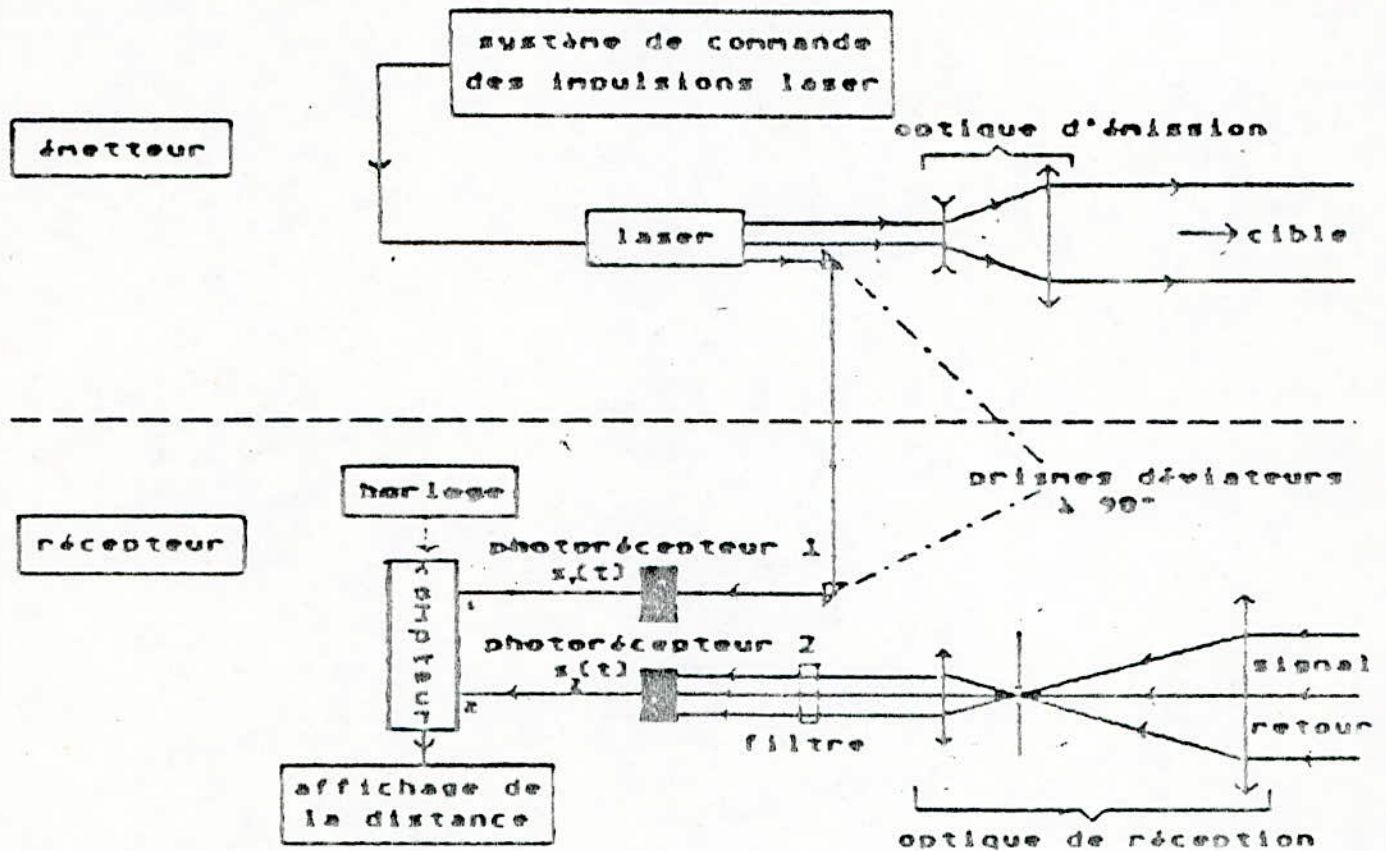
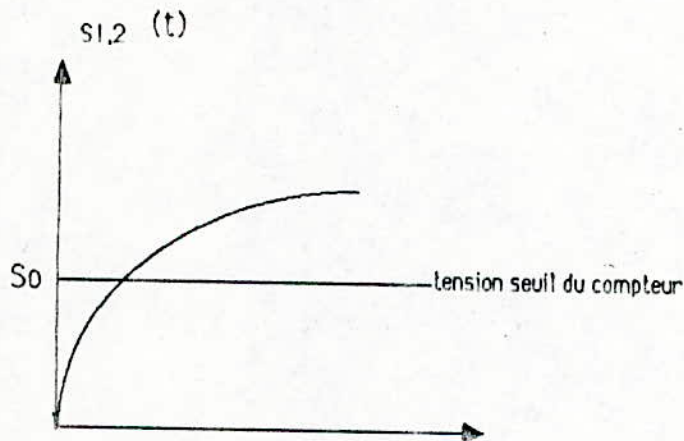
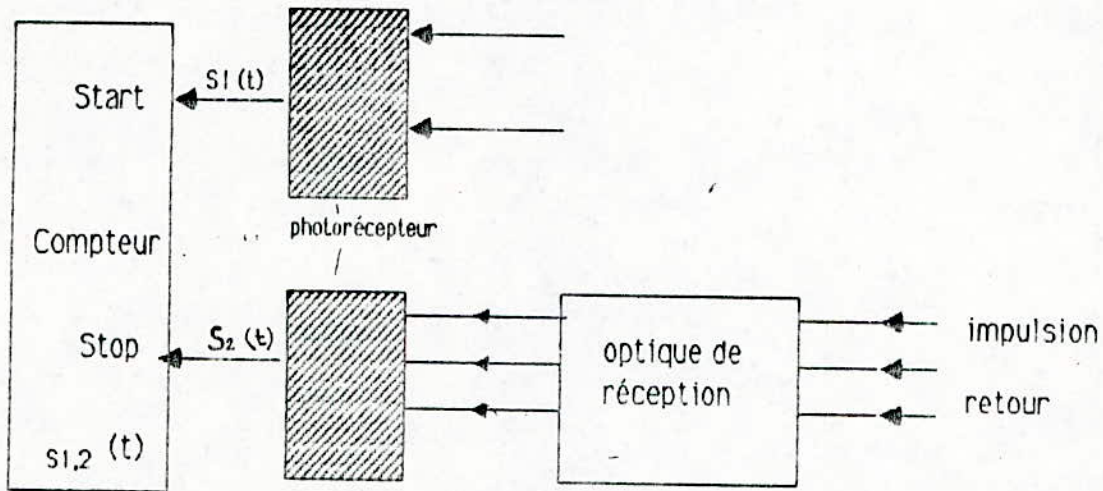


Figure 12: schéma de principe du télémètre impulsionnel [4]

La mesure commence par le déclenchement de l'impulsion lumineuse obtenue à partir du système de commande (actionné par l'opérateur).

La réception d'une partie de l'impulsion sur le photorécepteur 1 (constitué d'une photodiode suivie d'un système amplificateur adapté) fournit une tension $S_1(t)$. Le compteur est activé dès que $S_1(t)$ atteint le niveau S_0 . De la même façon l'impulsion rétrodiffusée inhibe le compteur

lorsqu'elle parvient au photorécepteur 2 (figure I-13).



$P_r(t)$: puissance de l'impulsion rétrodiffusée à l'entrée de l'optique de réception.

Figure I-13: Principe de l'activation du compteur [4].

L'émetteur est placé le plus près possible du récepteur afin de réduire les dimensions du système.

V-3-2-Précision de la mesure et sources d'erreurs.

Si τ et le temps séparent les instants d'émission et de réception, alors la

distance d est donnée par :

$$d = \frac{C}{2} \tau \quad , \quad C: \text{vitesse de la lumière dans le milieu.}$$

Chaque front montant du signal d'horloge incrémente le compteur d'une unité. La distance minimale affichable notée d_{\min} correspond à une unité du compteur (ie à une période d'horloge T) (fig.I-14).

d'où
$$d_{\min} = \frac{CT}{2}$$



Fig. I-14: Incertitude inhérente au comptage [4].

Dans le cas (1) la distance réelle est quasiment nulle, mais comme il y a un front montant entre l'activation et l'arrêt du compteur, la distance affichée est d_{\min} .

Dans le cas (2) la distance réelle sera proche de D_{\min} , come il n'y a pas de front montant dans l'intervalle du fonctionnement du compteur, la distance affichée sera nulle.

La précision inhérente au système de comptage est donc $\pm d_{\min}$. Il découle que plus la fréquence d'horloge est élevée (soit T faible) plus l'incertitude sur la mesure est faible.

Notons que la diminution de la période T du signal d' horloge est sans effet sur la précision de la mesure dès que T atteint l'ordre de grandeur de τ

m temps de montée de l'impulsion. Plaçons-nous dans le cas de la mesure d'une même distance d par temps clair et par temps brouillard.

L'arrêt du compteur se fait pour $S_2 (+) = S_0$.

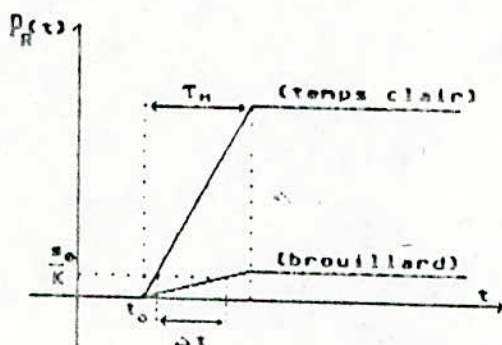


Figure I-15: Incertitude due à l'atténuation de l'impulsion [4].

D'après la (figure I-15), pour la même distance d , l'incertitude sur l'instant de détection Δt due à la différence d'amplitude de l'impulsion est proche de τ_m . L'incertitude sur la distance est donc $< \tau_m / 2$.

Il est donc inutile d'avoir $T < \tau_m$. [4].

La précision de mesure des télémètres impulsionnels est directement liée au temps de montée de l'impulsion lumineuse transmise [16]. Néanmoins, les variations de l'amplitude du faisceau réfléchi affectent la précision des mesures. Ces variations peuvent étre causées par les turbulences atmosphériques (Voir fig. I-14); le coefficient de réflexion de la cible (ou son orientation) et principalement par la distance parcourue par le faisceau. Par exemple, imparfaitement diffusante présentant un angle de 75° par rapport à la normale peut produire une erreur de mesure de 2 cm sur 6,3m [16]. Pour réduire cette erreur, il faut que le temps de montée de l'impulsion et celui associé à l'électronique soient le plus court possible [16].

Notons aussi que la lumière parasite ambiante qui génère un bruit de

grenaille au niveau du photorécepteur constitue une limitation des télémètres impulsionnels. Pour éviter que cette lumière ne déclenche une mesure par erreur, les télémètres sont équipés de photodétecteur à seuil prédéterminé. Ainsi, le signal reçu ne sera traité que si son énergie est supérieure à celle du signal de seuil préétabli.

V-3-3- Applications.

La technique impulsionnelle est particulièrement adaptée aux grandes distances (plusieurs dizaines de kilomètres). La mesure de distance entre la terre et la lune a été mesurée avec une erreur de l'ordre de 10 cm (Appolo 11 en 1969) [10]. Des relevés de position d'un satellite ont été effectués (par exemple l'application en séismologie [10] (figure I-16).

La rapidité de la mesure (inférieure à 1mS) lui a valu un développement particulier dans le domaine militaire. Dans une situation de combat, la première étape est la détection de la cible. Elle se fait par un système de vision: lunettes associées à des intensificateurs d'images, caméras infrarouges... Une fois la cible identifiée, l'opérateur se sert du système de vision pour orienter l'impulsion laser télémétrique. L'intervalle de temps séparant l'envoi de l'impulsion de son écho fournit la distance. Cette donnée ajoutée à celle obtenue par le système de vision, détermine totalement la position de la cible [4]. Dans le cas de jumelles télémétriques, la distance est seulement affichée (voir fig.I-17). Dans des systèmes plus lourds pouvant équiper chars et avions.

Comme exemples de réalisations:

- Le télémètre TAV 38 qui équipait les avions F1 et Mirage (fig. I-18).
- Le télémètre TCV 80 équipant les lunettes APX M550 pour char 10 RC, (fig. I-19).
- Le télémètre TCV 107 (fig.I-20), destiné à équiper des chars et des véhicules blindés.
- Lunettes télémètres d'artillerie (fig. I-21) TM17 qui détermine l'azimut,

le site et la distance d'une cible, c'est-à-dire toutes les informations nécessaires pour le pointage de pièces d'artillerie [8].

Les matériels qui viennent d'être mentionnés possèdent des caractéristiques semblables [8]:

- Champ de télémètre: de 0,5 à 1 m radian.,
- Portée: fonction de la visibilité, par temps clair 10 à 20 km.
- Précision de la mesure de distance: 5m.
- Matériau actif: verre dopé au Néodyme.
- Longueur d'onde d'émission: proche infrarouge, 1,06 μ m.
- Cadence d'information: au maximum 1/sec., avec une limitation à quelques informations par minute pour certains matériels afin de permettre le refroidissement de la cavité Laser.

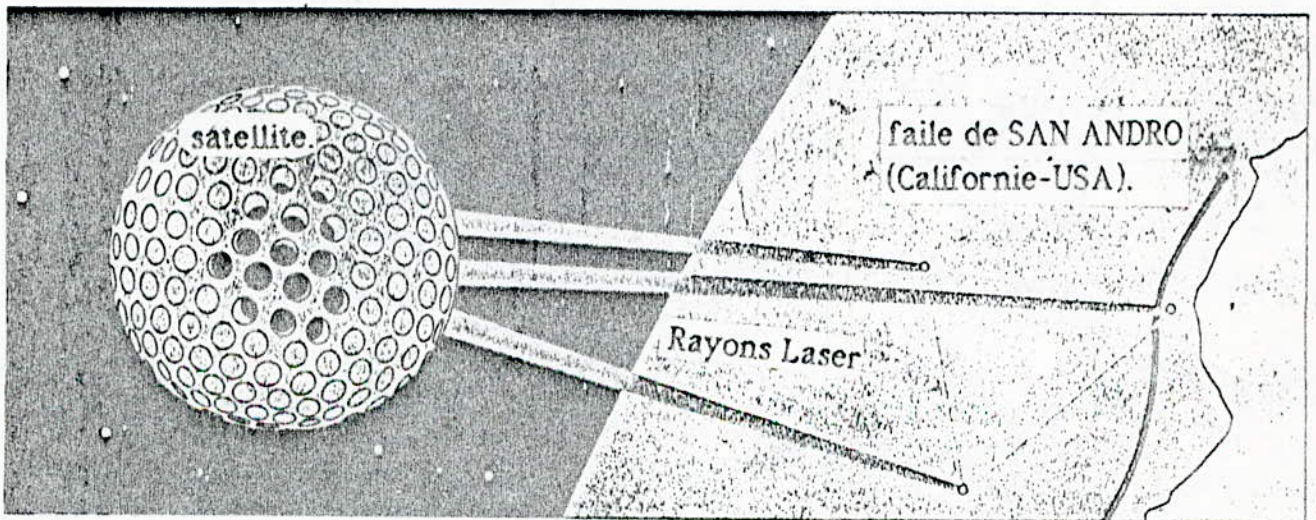
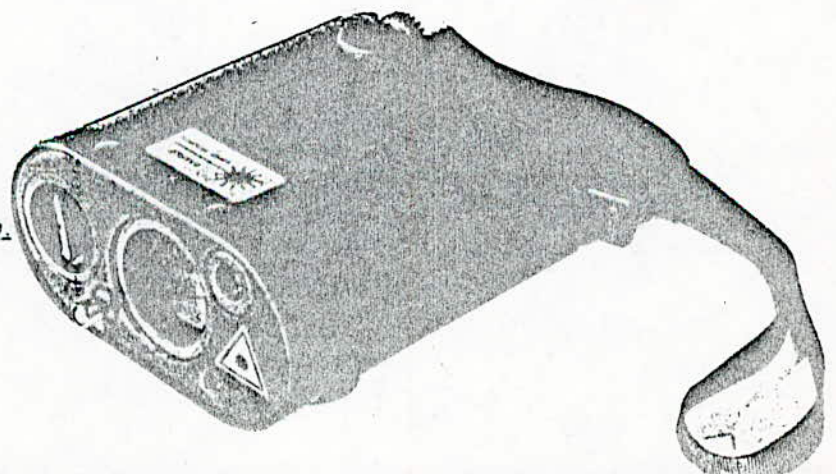


figure I-16: application de la technique impulsionnelle en séismologie, [10]

Figure 17: Jumelle télémètre.



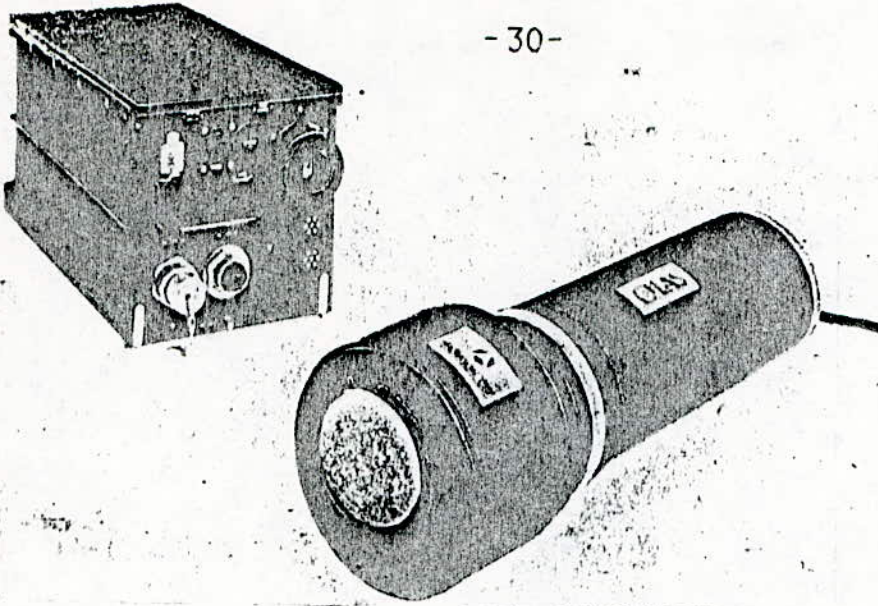


Figure 18: Télémètre aéroporté TAV 38. [4]

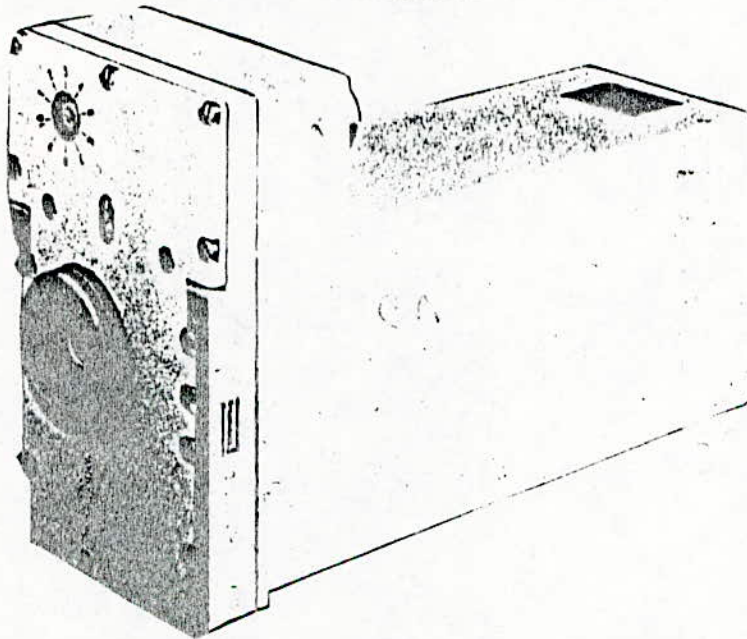


Figure 19: Télémètre TCV 80 équipant les lunettes APX M 550. [8]



Figure 20: Télémètre de char TCV 107. [3]

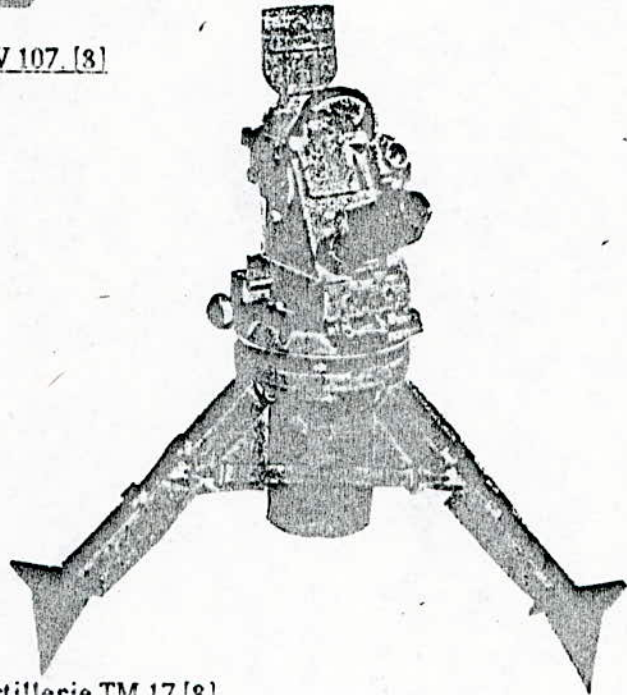


Figure 21: Lunette télémètre d'artillerie TM 17. [8]

V-3-4-Conclusion.

Les télémètres fonctionnant en régime impulsionnel sont limités à des distances minimales supérieures au mètre [4], [16], [8].

La technique impulsionnelle est avantageuse du fait que le taux cyclique d'excitation du Laser peut être très faible, ce qui permet d'obtenir des énergies crêtes importantes; elle est aussi très rapide (inférieure à 1mS). D'autre part, pour les grandes distances, l'électronique de photodétection

n'est pas perturbée par le circuit d'émission. En effet, ce dernier n'est plus actif au moment de la détection, ce qui n'est pas le cas pour les distances de l'ordre du mètre.

Signalons néanmoins l'existence de travaux concernant des applications destinées aux mesures dans la gamme (qqs 1m à qqs 10m), [9], [11], [12], [13].

L'électronique associée aux télémètres impulsionnels réclame peu de composants et présente une simplicité comparativement aux autres méthodes.

VI-Conclusion générale.

Les techniques optoélectroniques, appliquées à la télémétrie, sont opérationnelles dans la gamme allant du nanomètre à la trentaine de kilomètres. La limite supérieure est due à l'absorption du rayonnement par l'atmosphère; elle peut être largement repoussée dans le cas des mesures spatiales. La figure I-22 représente la technique la plus appropriée en fonction de la distance à mesurer.

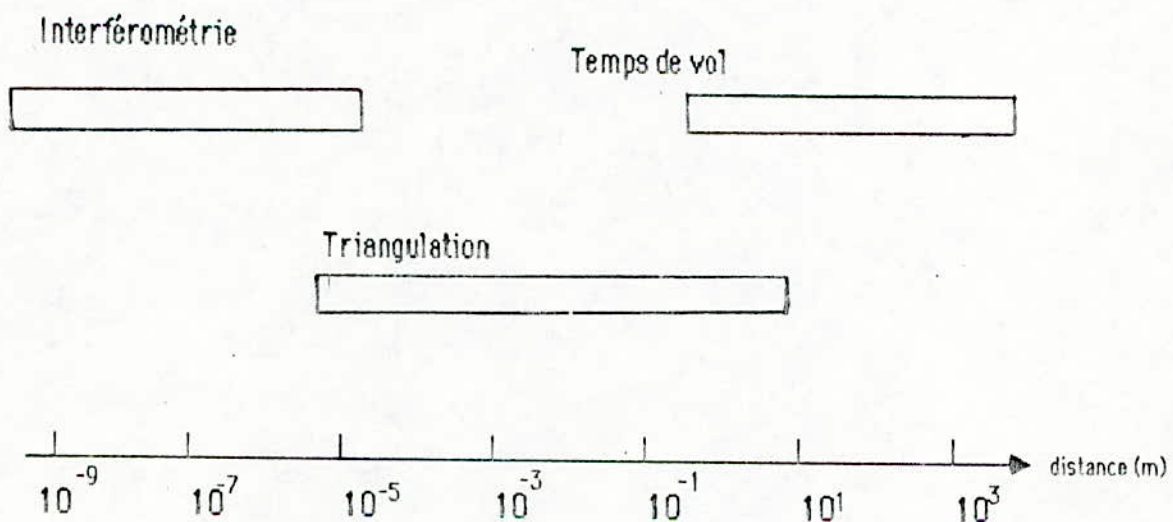


Figure I-22: Gamme des différentes méthodes [4].

Une comparaison des différents télémètres étudiés est donnée au tableau

	Interférométrie	Triangulation	Temps de vol	
			comparaison de phase	impulsionnel
Type de onibles	quelconque	coopérative	coopérative	coopérative et diffusante
Portée	très courte	courte longue si grande base	courte et longue	Moyenne et longue
Résolution	très bonne	bonne	très bonne	moyenne mais bonne si moyennage
Vitesse de mesure relative	très lente	lente à très lente	moyenne à lente	très rapide
Difficulté de mise en oeuvre	élevée	moyenne	élevée	moyenne
Coût	élevée à très élevée.	moyen à élevé	élevé	faible si source d'énergie moyenne

Tableau I-3: Comparaison des différents télémètres étudiés.

L'examen du tableau I-3 montre clairement que le télémètre à impulsions (avec moyennage) présente le meilleur compromis dans la gamme de mesure [1m à 10m].

Pour ce type de télémètres, nous avons pensé à un circuit de traitement et d'affichage de la distance ayant comme qualités:

- 1- Faible coût.
- 2- Simple à réaliser.
- 3- Utilisant des circuits disponibles.
- 4- Pouvant être intégrés dans un même boîtier (Asics) et faisant à la fois les fonctions suivantes:

- 1)- Mesure du temps court.
- 2)-Moyennage.
- 3)-Affichage.

CHAPITRE II

Méthodes de mesure

de temps courts

I-Introduction.

Il existe de nombreux moyens de mesurer des intervalles de temps courts. Ils font appel à des techniques soit numériques soit analogiques. Ce chapitre permettra de dégager les principes de la mesure du temps courts par les différentes techniques et leurs propriétés, afin d'en dégager la technique qui s'adapte le mieux au dispositif télémétrique.

II-Techniques numériques.

II-1-Comptage numérique: [9], [14].

II-1-1-Principe:

Une horloge envoie des impulsions de période T sur le compteur. A partir du nombre N d'impulsions comptabilisées durant l'intervalle τ séparant la venue des signaux Start et Stop, respectivement du début et de fin de comptage, on déduit τ : $\tau = N \cdot T$

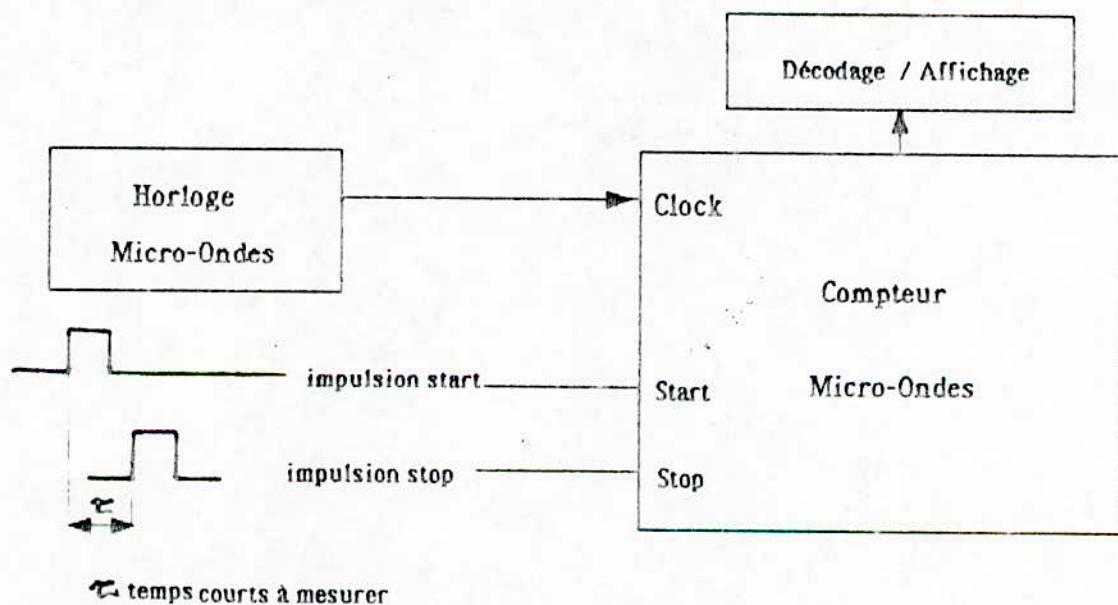


Fig. II-1: Schéma de principe de la méthode "comptage numérique."

Les figures II-1 et II-2 donnent (respectivement) le schéma synoptique et le chronogramme de la méthode de comptage numérique.

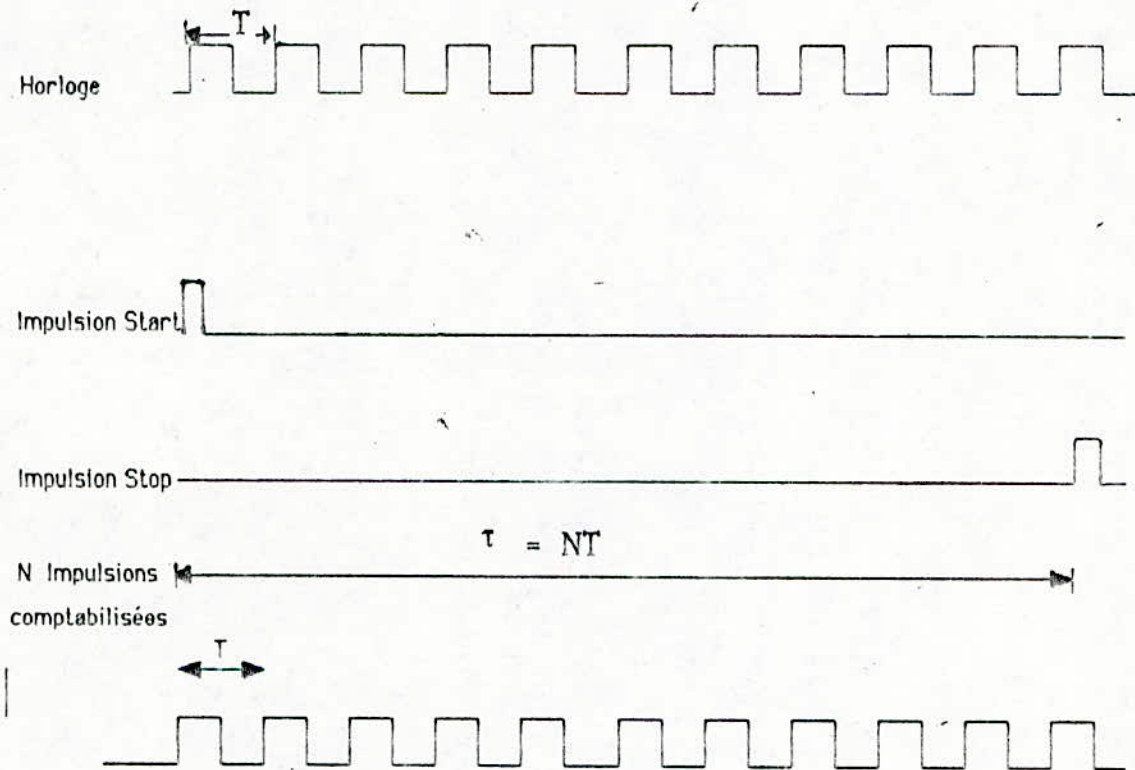


Fig. II-2. chronogramme de la méthode de comptage numérique [9].

II-1-2-Discussion de la méthode.

Sur le plan des principes, cette méthode apparaît comme un excellent candidat à la mesure des temps courts, sur le plan pratique, cette méthode suppose une électronique très rapide (de l'ordre du GHz) d'où le coût très élevé. Notons que Gigabit Logic fabrique une série de compteurs rapides (Gs As ripple counters) avec une fréquence d'horloge égale à 3 GHz [14].

II-2-La méthode du vernier chronotron.

II-2-1-Principe, [9], [14].

Soit deux horloges H_1 et H_2 de fréquence f_1 et f_2 (f_1 est proche de f_2). Le signal Start met en route H_1 de période T_1 ($T_1 = 1/f_1$). L'impulsion Stop met en route H_2 de période $T_2 < T_1$.

Un circuit détecte la coïncidence intervenant un moment plus tard entre une impulsion de H_1 et une impulsion de H_2 .

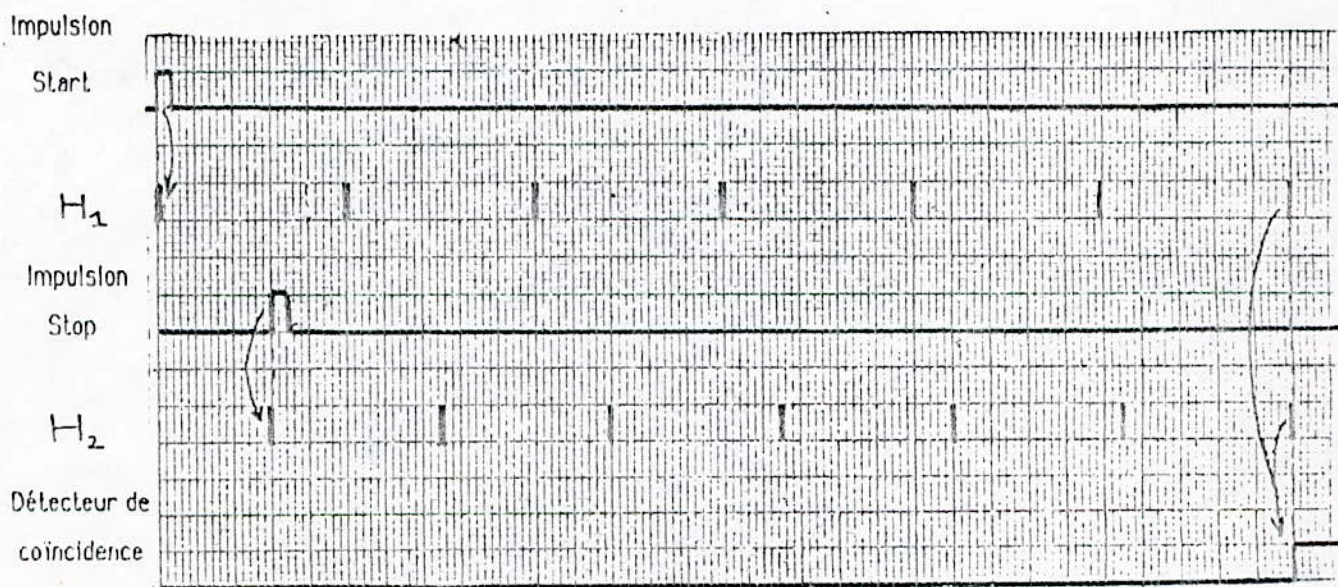


Figure II-3: chronogramme de la méthode du Vernier chronotron.

La connaissance du rang n , par comptage digital des impulsions de H_1 (ou H_2 car $T_2 \approx T_1$) avant la coïncidence, permet le calcul direct de τ ; en

effet: $nT_1 = \tau + nT_2$

$\Rightarrow \tau = n(T_1 - T_2)$

La résolution est autant meilleure que l'écart $\Delta T = T_1 - T_2$ est petit.

Dans la figure 3, on a pris comme exemple:

$\tau = 3$ carreaux.

$T_1 = 5$ carreaux. d'après le chronogramme,

$T_2 = 4,5$ carreaux. } on vérifie que: $n = \frac{\tau}{\Delta T} = 6$

$\Delta T = 0,5$ carreaux.

II-2-2-Discussion de la méthode.

La méthode comme elle est décrite ci-dessus exige que:

1- l'intervalle $\tau < T_1$.

2 - Une stabilité parfaite des oscillateurs.

* La résolution, d'autant meilleure que l'écart ΔT est petit.

* Pour éviter la condition $\tau < T_1$; on propose la méthode du Vernier à
coincidences multiples.

II-2-3-Méthode Du Vernier "Coincidence multiples".

Soit trois horloges: [14]

-Une horloge de référence qui travaille librement à une période T_0 .

-L'impulsion Start met en marche une 2^e horloge de période:

$$T_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{n}\right).$$

-L'impulsion Stop met en marche une 3^e horloge de même période

que la 2ème.

Un circuit rapide cherche les coïncidences entre l'horloge de référence et les oscillateurs déclenchés, et pendant la recherche se fait un comptage des nombres (n_1, n_2) des impulsions de chacune avant la coïncidence.

Le calcul est donné par la Fig.II-4 dans laquelle $n=16$ comme exemple.

Le HP 5370 B de Hewlett-Packard utilise cette méthode avec

$T_0 = 5\text{ns}$ et $n=256$, le résultat est donné avec une résolution de 20 pS

$$\left(\frac{5\text{ns}}{256} \approx 20\text{pS} \right).$$

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 - T_0 \\ &= n_1 T_0 \left(1 + \frac{1}{16} \right) + n_2 T_0 - n_2 T_0 \left(1 + \frac{1}{16} \right) \\ &= T_0 \left[n_0 + (n_1 - n_2) \left(1 + \frac{1}{16} \right) \right] \end{aligned}$$

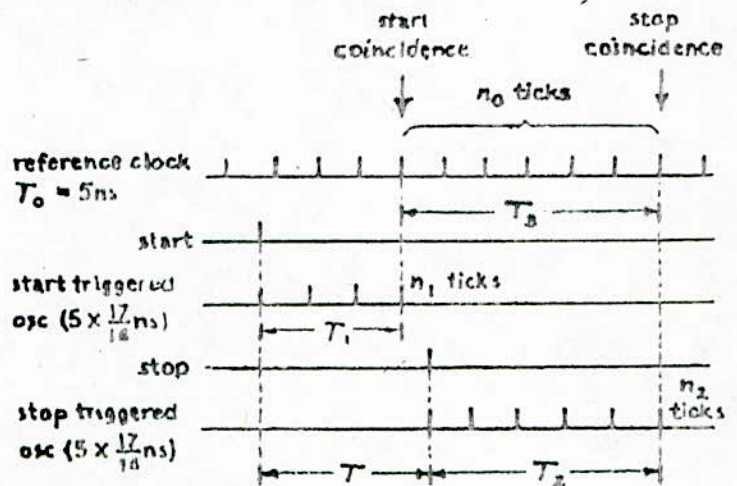


Figure II-4: Chronogramme de la méthode du Vernier à coïncidences multiples.

III- Méthodes analogiques.

Les méthodes analogiques sont basées sur l'idée de la conversion temps → tension. Ces méthodes utilisent la charge (ou la décharge) d'une capacité C à courant constant I. Parmi les importantes nous évoquerons:

- * La technique de recouvrement d'impulsions

(Pulse Overlap Techniques [13]).

- * Le convertisseur temps-amplitude (CTA) par impulsion Start et Stop,

[9], [13].

III-1-CTA à recouvrement d'impulsions.

III-1-1-Principe.

Dans ce type de convertisseurs, l'amplitude de sortie est proportionnelle au temps de recouvrement de deux impulsions, comme il est montré en (figure II-5), l'entrée 1 précède l'entrée 2 d'un temps " τ " et la sortie est proportionnelle à $T-\tau$. Les impulsions Start et Stop avant d'être appliquées sur l'entrée 1 et 2 (respectivement), elles sont appliquées sur deux monostables M_1 et M_2 , ce qui provoque l'apparition de signaux standardisés (d'amplitude H et de largeur $T > \tau$).

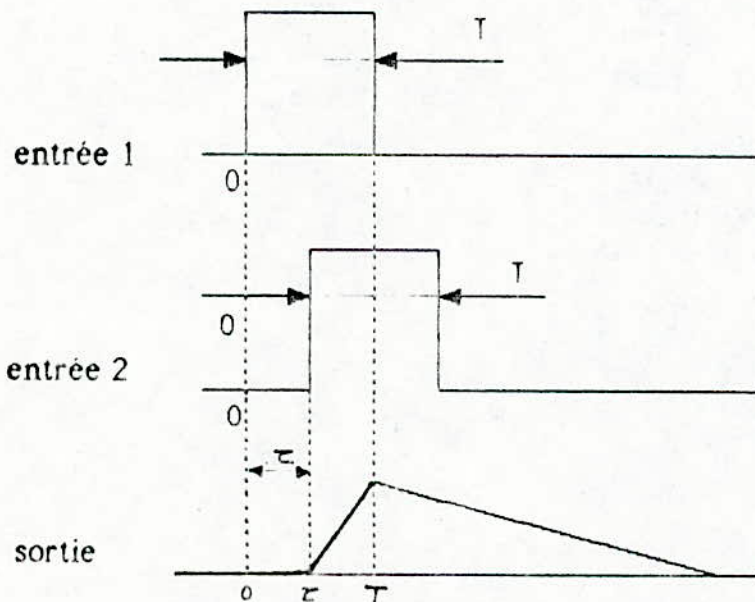


Fig. II-5-Chronogramme du CTA utilisant le temps de recouvrement [13]

Un exemple de CTA par recouvrement est montré en (figure II-6),[3].

Initialement:

- Q_1 passant
- Q_2 passant
- Q_4 bloqué ($V_{BE} < 0,7 \text{ V}$ car $V_A > -1,05 \text{ V}$).
- C est chargé à V_{cc} (à travers R).
- $V_{out} = 0 \text{ V}$.

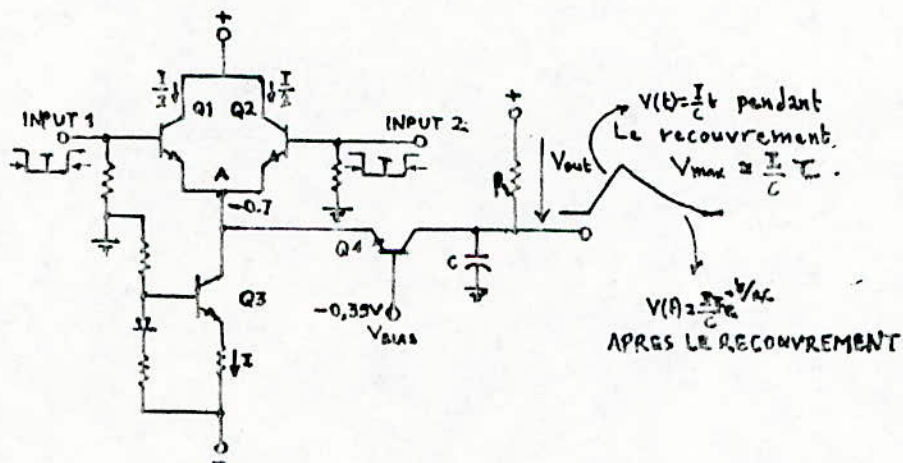


Figure II-6-Schéma de principe d'un CTA à recouvrement d'impulsion

Une entrée rend le transistor correspondant bloqué et le courant constant I passera par l'autre transistor. La tension au point A sera $-0,7 \text{ V}$, insuffisante pour rendre Q_4 passant. Durant le recouvrement, la tension au point A chute, ce qui provoque le déblocage de Q_4 .

Durant le blocage de Q_1 et Q_2 , Q_4 devient passant. C se décharge à courant constant pendant le temps de recouvrement ($T-\tau$). Après le recouvrement l'un des transistors d'entrée (Q_1 ou Q_2) devient passant ce qui bloque Q_4 et C se charge à travers R.

III-1-2-Discussion de la méthode.

Le CTA à recouvrement d'impulsion autorise une résolution de l'ordre de 5 pS [13]. La résolution du circuit de la figure II-6 est < 40 p S avec un coefficient de température de 20 pS/°C. [13]. Ce coefficient de température peut-être considérablement réduit par boucle de stabilisation thermique [13].

Ce type de circuits a une stabilité médiocre à long terme (les méthodes numériques ont une très bonne stabilité).

III-2-CTA par impulsions Start et Stop.

III-2-1 Principe de fonctionnement: [9], [13].

Le schéma de principe est illustré par la Fig.II-7.

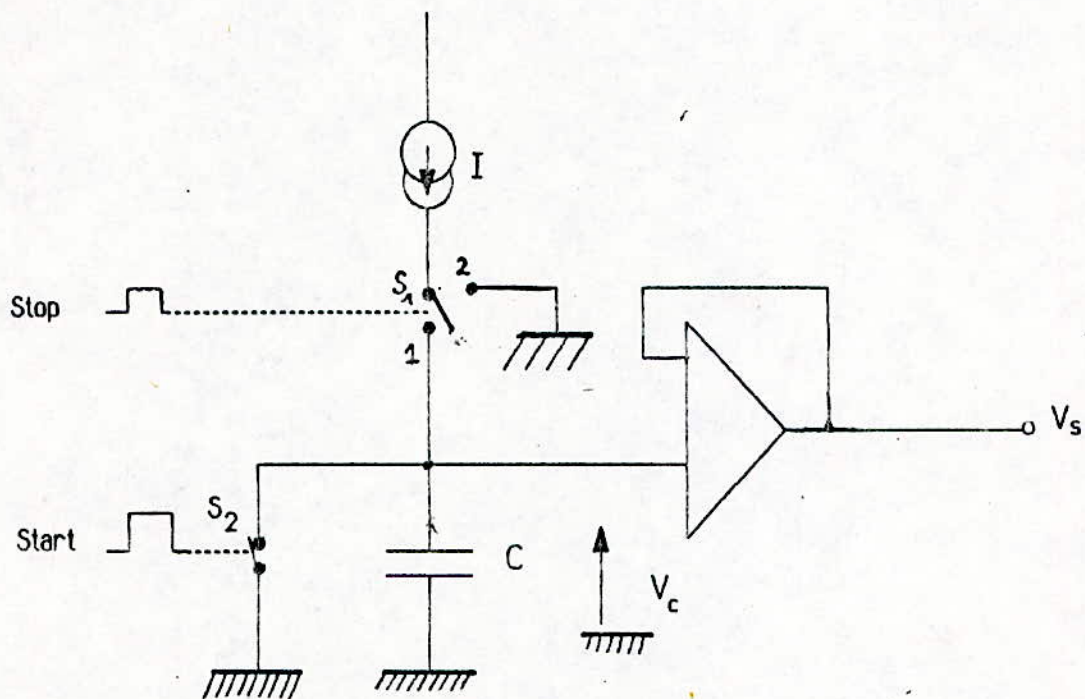


Figure II-7: Schéma de principe du CTA par impulsion Start et Stop.

initialement: - S_1 en position 1.

- S_2 fermé.

- $V_c = V_s = 0V$.

At = 0: L'impulsion Start ouvre l'interrupteur S_2 et la capacité C se charge

à courant constant:

$$V_s = V_c = \frac{I}{C} t.$$

A t = τ : L'impulsion Stop fait passer S_1 à la position 2 et:

$$V_s = V_c = \frac{I \tau}{C}$$

III-2-2- Discussion de la méthode.

Cette technique offre les mêmes performances que celles du CTA par recouvrement [9], [13].

La référence [9] décrit une réalisation complète d'un CTA par impulsion Start et Stop dont la résolution ≤ 400 pS.

La référence [13] décrit un dispositif exhibant une résolution < 60 pS.

IV-Comparaison.

Le tableau II-1 donne une comparaison des principales méthodes de mesure du temps court:

Méthodes	Résolutions	Stabilité à long terme	Coût
Comptage numérique	$\geq 500 \text{ ps}$	très bonne	coûteuse
Vernier chronotron	$\geq 15 \text{ ps}$	très bonne	très coûteuse
Vernier à coïncidences multiples	$\geq 40 \text{ ps}$	très bonne	très coûteuse
CTA à recouvrement d'impulsion	$\geq 5 \text{ ps}$	Mauvaise*	coûteuse**
CTA par impulsion Start et Stop	$\geq 5 \text{ ps}$	Mauvaise**	coûteuse**

* Pouvant être considérablement améliorée par boucle de stabilisation.
 ** non coûteuse si pas de boucle de stabilisation et pas de haute résolution.

Tableau II-1- Résumé des principales méthodes de mesure du temps court.

Il apparaît que les méthodes de mesure faisant appel à des techniques analogiques présentent généralement les résolutions, les plus satisfaisantes, mais elle présente une mauvaise stabilité à long terme.

Nous avons pensé à une méthode de mesure Par pesée qui n'est pas coûteuse. Elle effectue un moyennage implicite. Cette méthode est traitée dans le paragraphe qui suit.

V- Méthode des deux astables.

Soit deux signaux rectangulaires S_1 et S_2 de période respectivement T et $(T + \tau)$ et débutant au même instant. Le déphasage entre la N ème impulsion de S_1 et la N ème de S_2 est $(N-1)\tau$. Fig.II-8.

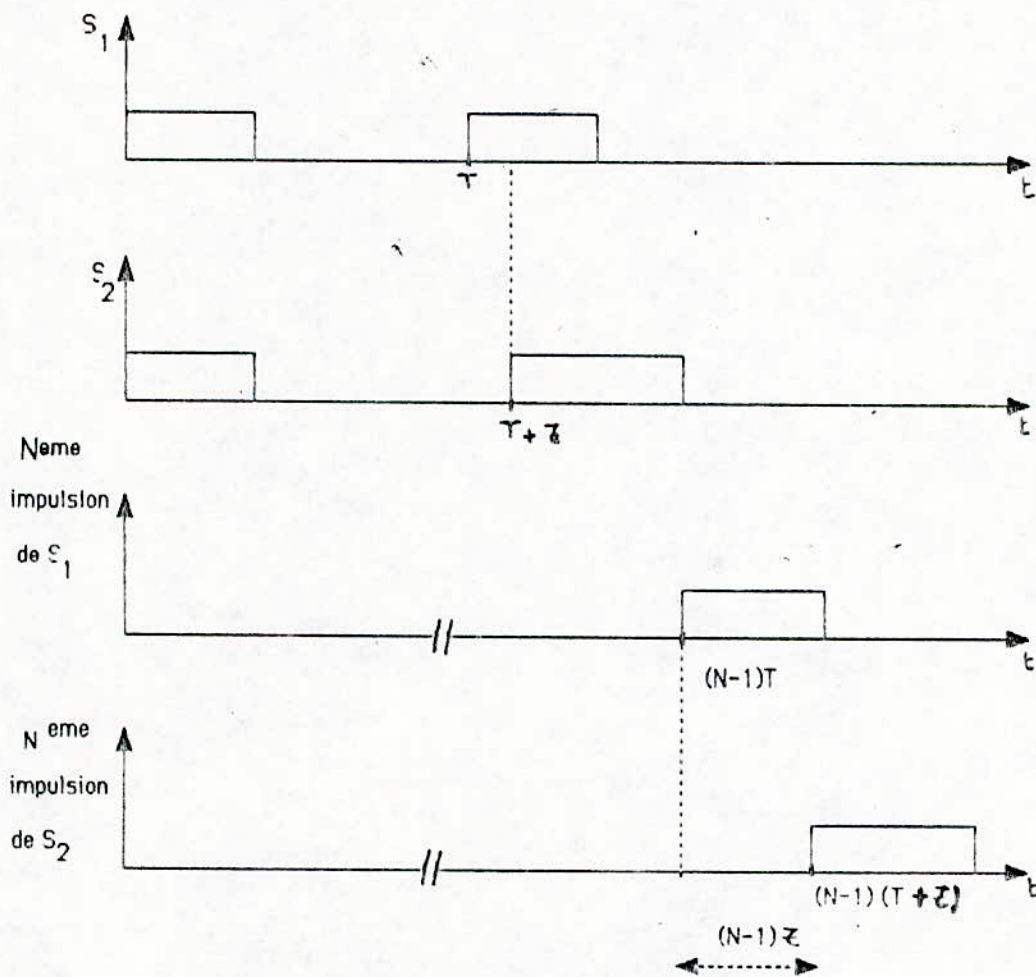


Fig.II-8: Décalage entre la N ème impulsion de S_1 et la N ème impulsion de S_2 .

En rendant la période du signal d'émission égal à $T + \tau$ avec $\tau = \frac{2L}{C}$ et en ayant un signal de référence S_1 de période T , on peut multiplier τ par

(N-1) avec N le nombre d'impulsion de S_1 .

Le schéma synoptique permettant de réaliser l'opération (N-1) τ est le suivant:

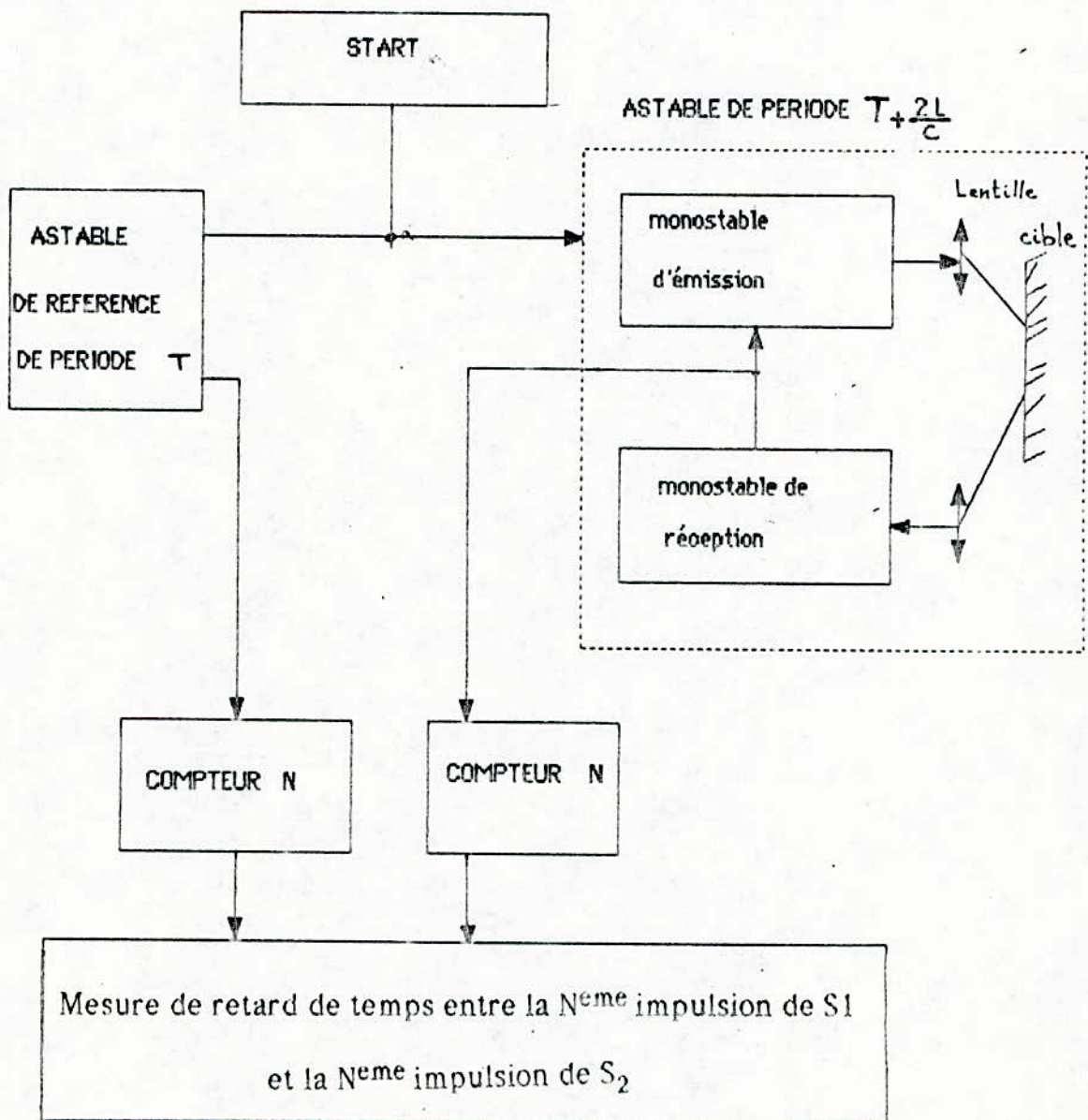


Figure II-9: Synoptique permettant de réaliser l'opération (N-1) τ .

Cette méthode permet la mesure du temps court, elle effectue un moyennage implicite.

Du point de vue pratique, elle est simple à réaliser, elle s'adapte bien à la méthode de mesure de distance par temps de transit.

La réalisation de la carte permettant d'effectuer l'opération $(N-1) \tau$, est présentée au chapitre IV.

CHAPITRE III

BILAN DE LIAISON

I-Introduction.

Les principaux paramètres intervenant dans le calcul du bilan de la liaison sont:

1-Puissance d'émission (P_e): plus elle est grande, plus le bilan est amélioré; mais l'augmentation de P_e est liée à deux paramètres importants:

-Sécurité.

-Coût de la diode.

2-Perturbations extérieures.

3-La réflectivité de la cible (ρ): une cible ayant un coefficient de réflexion ρ important améliore le bilan de liaison.

4-Paramètres liés au système optique et sa configuration: l'optimisation des paramètres et de la configuration du système améliore considérablement le bilan.

Dans ce chapitre, nous proposons une étude des différents paramètres intervenant dans le calcul du bilan de liaison.

II-Bilan de liaison.

L'expression du flux P_r reçue par le système de réception du télémètre s'écrit dans le cas où la cible est plus grande que la taille du spot lumineux [9]:

$$P_r = P_e \frac{\rho \eta T_e T_r A_r}{\pi R^2} e^{(-2\nu R)} \cos \beta \quad (1)$$

P_e : Puissance d'émission de la diode laser.

ρ : Coefficient de reflexion de la cible.

η : Efficacité de couplage de la lentille d'émission:

(Puissance captée par la lentille)

P_e

T_e (T_r): Coefficient de transmission de l'optique d'émission (de réception).

ν : Coefficient d'atténuation atmosphérique.

R : Distance télémètre-cible.

β : Angle formé par le faisceau émis et le faisceau capté.

L'expression simplifiée de (1) s'écrit:

$$P_r = \frac{\rho \eta T_e T_r A_r P_e}{\pi R^2} \quad (2)$$

Cette simplification est valable si:

-La cible est frontale ($\beta \cong 0^\circ$).

-La distance R faible (pour $R=10$ m on a $e^{-\nu R} = 0,999$).

Le bilan est défini par le rapport $\frac{P_r}{P_e}$

P_e

III-Utilisation des sources de puissance - sécurité.

III-1- Sécurité

L'une des propriétés les plus spectaculaires du rayonnement laser et sa

grande concentration énergétique. Cette propriété nous oblige à être prudents quant à l'emploi du laser dans des applications à caractère public.

Le risque le plus élevé est celui d'accidents oculaires (laser de longueur d'onde comprise entre 400 et 1400 nm).

Pour définir avec précision les risques et les moyens de protection, on doit connaître les "seuils de lésion", valeurs maximales d'exposition permises sans danger. Désignées par l'abréviation EMP (Expositions Maximales Permisses).

Les EMP sont fonction de la longueur d'onde et la durée d'exposition.

Le tableau III-1 donne les valeurs des EMP pour l'oeil dans l'intervalle spectrale 700 à 1050 nm (voir Annexe A).

Les valeurs dans le tableau III-1 ont été établies en supposant la pupille de l'oeil ouverte à son diamètre maximal (D=7mm).

Durée d'exposition t=(s)	$< 10^{-9}$	10^{-9} à $1,810^{-5}$	$1,810^{-5}$ à 10^3	10^3 à $3 \cdot 10^4$
EMP	$5 C_A \cdot 10^6$ W . m ⁻²	$5 C_A \cdot 10^{-3}$ J . m ⁻²	$18 C_A t^{0,75}$ J . m ⁻²	$3,2 C_A$ W . m ⁻²

avec : $C_A = 10^{(\lambda-700)/500}$

avec $700 \text{ nm} < \lambda < 1050 \text{ nm}$.

Tableau III-1: EMP pour l'oeil dans l'intervalle 700 à 1050nm.

Ce qui correspond aux conditions les plus défavorables. En effet, l'éclairement sur la rétine peut être 500 000 fois celui de la cornée d'où: une brûlure rétinienne peut être provoquée par un faisceau laser de puissance 500 000 fois plus faible que celui que provoquerait une brûlure au niveau de la cornée (voir Figure III-1).

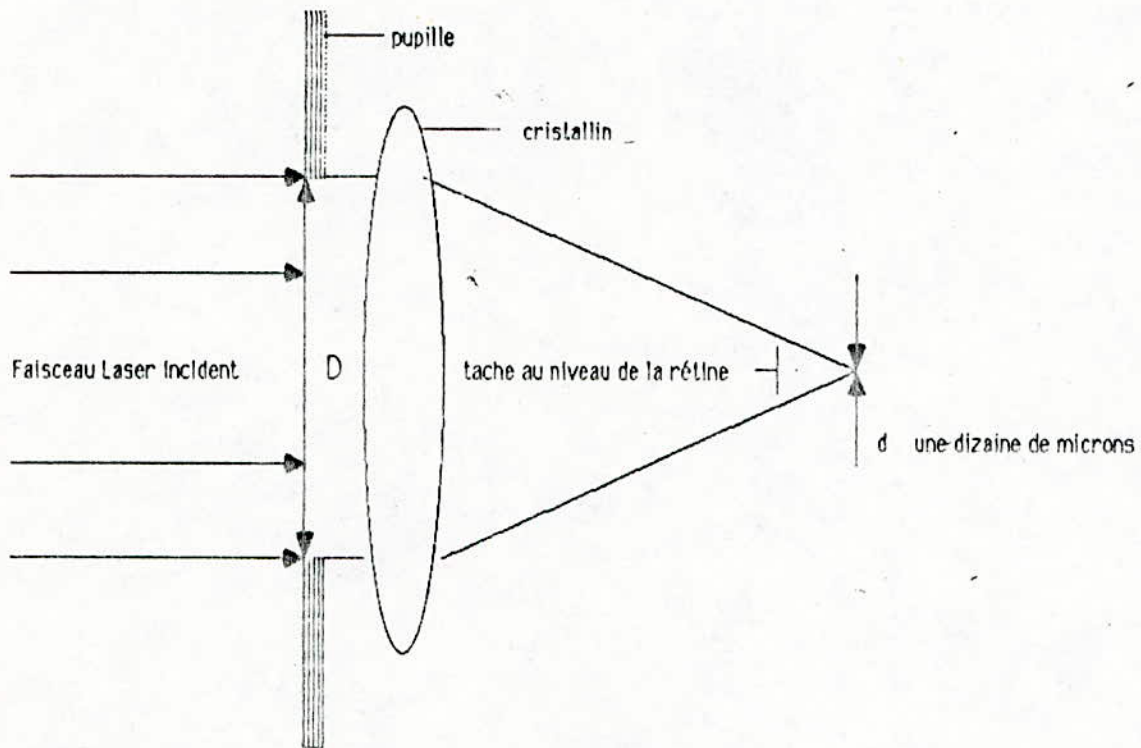


Figure III-1: Ordre de grandeur de l'accroissement du risque au niveau de la rétine.

Dans le cas d'impulsions répétitives, de fréquence ≥ 278 Hz et de durée d'impulsion $< 10 \mu s$, l'EMP donnée par le tableau 1 devrait être multiplié par le facteur 0,06 ([2],[3]).

Le tableau III-2 donne les valeurs des EMP de la peau au rayonnement laser dans l'intervalle spectral compris entre 400 et 1400 nm [2], [3]

(l'annexe A donne un tableau plus complet).

Durée d'exposition t(s)	$< 10^{-9}$	$10^{-9} - 10^{-7}$	$10^{-7} - 10$	$10 - 3.10^4$
EMP	2.10^{11} $W m^{-2}$	200 $J. m^{-2}$	$1,1 10^A t^{0,25}$ $J. m^{-2}$	2 000 $W m^{-2}$

Tableau III-2: EMP pour la peau ($400 \text{ nm} < \lambda < 1400 \text{ nm}$).

Calcul de la distance minimale de sécurité.

L'EMP notée M_{\max} se calcule facilement grâce aux tableaux données ci-dessus ou dans l'annexe A. L'éclairement énergétique MR à la distance R, est donnée par la relation [9]:

$$MR = \frac{\eta T_e P_e t_e}{S_R} \quad (3)$$

S_R

t_e : Durée d'exposition pour une impulsion unique.

S_R : est la surface du faisceau à la distance R, elle est donnée par la relation [1]:

$$S_R = \frac{\pi (D_e + \theta_e R)^2}{4} \quad (4)$$

4

avec: D_e : Diamètre du faisceau au sortir de la lentille d'émission.

θ_e : Divergence du faisceau.

R: Distance.

Le télémètre est sans danger si:

$$M_R < M_{\max} \quad (5)$$

d'où: $\frac{4 \eta T_e P_e t_e}{\Pi (D_e + R \theta_e)^2} < M_{\max}$

$$\Rightarrow D_e + R \theta_e > 2 \sqrt{\frac{\eta T_e P_e t_e}{\Pi M_{\max}}} \quad (6)$$

$$R_{\min} = \frac{1}{\theta_e} [2 \sqrt{\frac{\eta T_e P_e t_e}{\Pi M_{\max}}} - D_e] \quad (7)$$

2-Coût de la diode Laser en fonction de Pe.

La figure 2 représente le prix de quelques diodes en fonction de leur puissance d'émission.

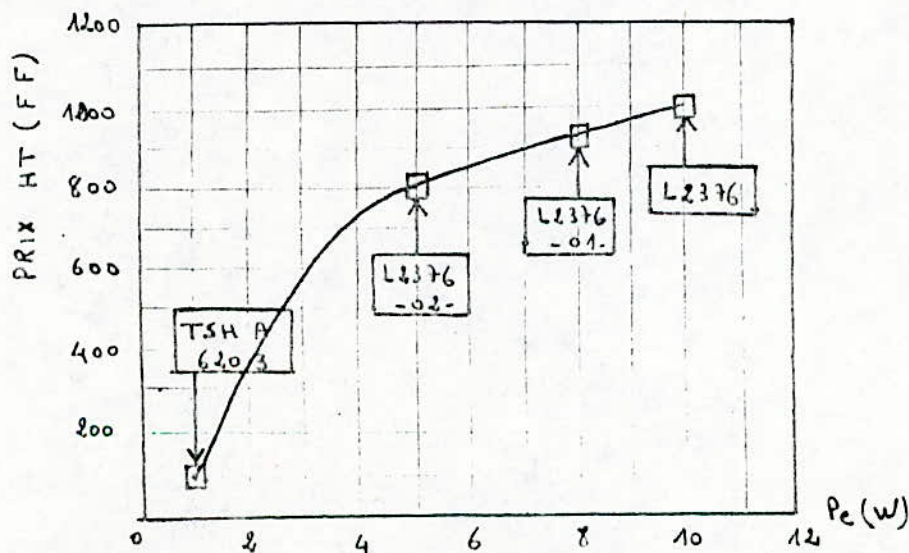


Fig III - 2. Evolution du prix en fonction de la puissance d'émission (FF).

IV - Etude de la cible.

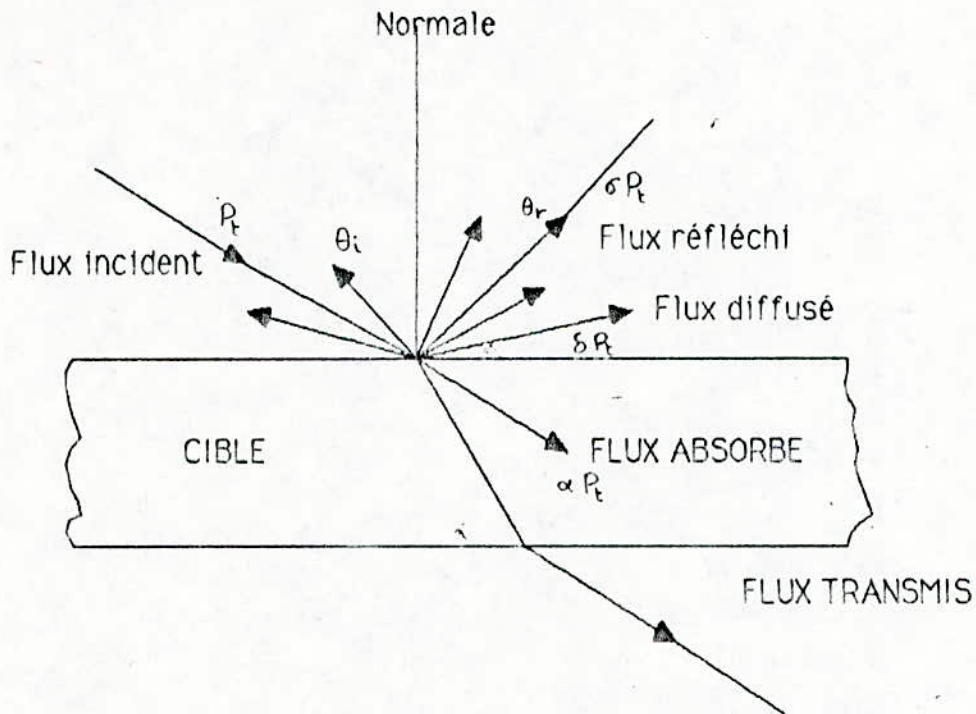


Figure III-3: Phénomène d'absorption de transmission de diffusion et de réflexion d'un faisceau frappant la cible.

Lors de l'impact sur une cible quelconque, le flux incident P_t se décompose en plusieurs parties dans des proportions définies par les coefficients α , τ , δ , σ [9], [10] (Fig.III-3):

Une partie du flux lumineux est absorbée puis transformée en chaleur (αP_t), une partie est transmise, une partie (σP_t) est réfléchie avec la même inclinaison que le faisceau incident et le flux restant (δP_t) est diffusé dans l'espace alentour.

Les différents types de cibles sont (Fig. III-4).

- Cible à réflexion spéculaire (comme les miroirs) (Fig.III-4.a).

- Cible coopérative (un rétroreflecteur: cataphote par exemple) (Fig.III-4(b))
- Cibles diffusantes (Fig.III-4- C et d):
- Cibles parfaitement diffusantes ou Lambertienne (Fig. III-4c)
- Cible se comportant, à la fois, de façon spéculaire et diffusante (Fig.III-4d).

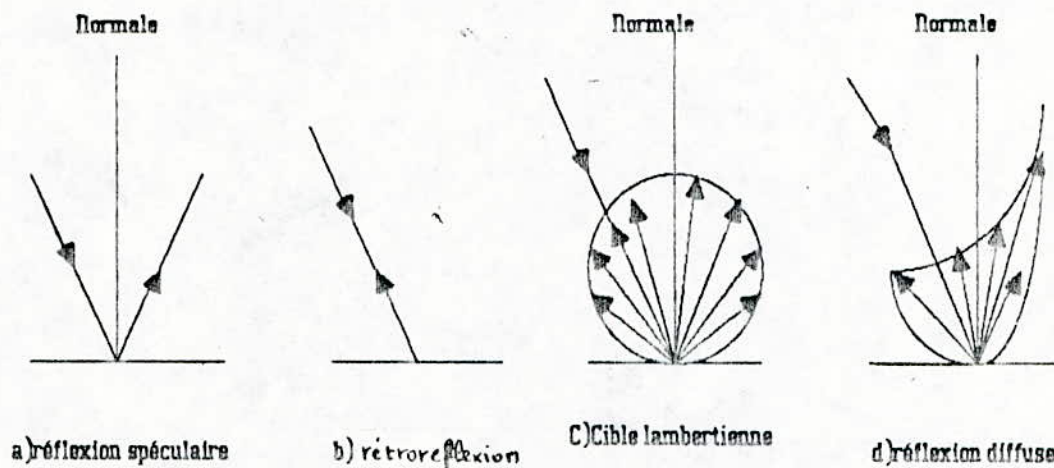


Figure 4: Différents types de réflexions [9]

Un matériau est dit diffusant si sa rugosité R_q , c'est-à-dire l'écart des divers points de la surface avec la surface moyenne de la cible, est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde λ . L'intensité réfléchie I , pour ce type de matériau, est alors donnée par l'hypothèse de Lambert [9], [16].

$$I(\theta) = I_0 \cos \theta \quad (8)$$

Le diagramme de rayonnement d'un diffuseur parfaitement lambertien est de la forme hémisphérique (Fig. III-4-c) Cependant la plupart des matériaux usuels se comportent à la réflexion de façon à la fois spéculaire et diffusante. Le diagramme de rayonnement est alors de forme complexe [16].

(Fig.III-5).

Pour des angles d'incidence inférieurs à 60° , les diagrammes sont quasiment de type Lambertien (voir Fig.III-5).

Pour différents matériaux, l'auteur de la référence [6] a obtenu des valeurs de coefficient de réflexion très voisins, à la longueur d'onde 820nm (Tableau III- 3). Une autre expérience effectuée à la longueur d'onde 950 nm a montré que les coefficients de réflexion effectifs des cibles en matériaux usuels de construction variaient de 0,4 à 0,8 [6].

Matériaux	Coefficient de réflexion
Papier blanc	0,68
Bois exotique raboté	0,60
Peinture blanche mate	0,66
Peinture lustrée "blanc cassé"	0,64

Tableau III-3: Valeur des coefficients de réflexion diffusante des différents matériaux pour $\lambda = 820 \text{ nm}$.

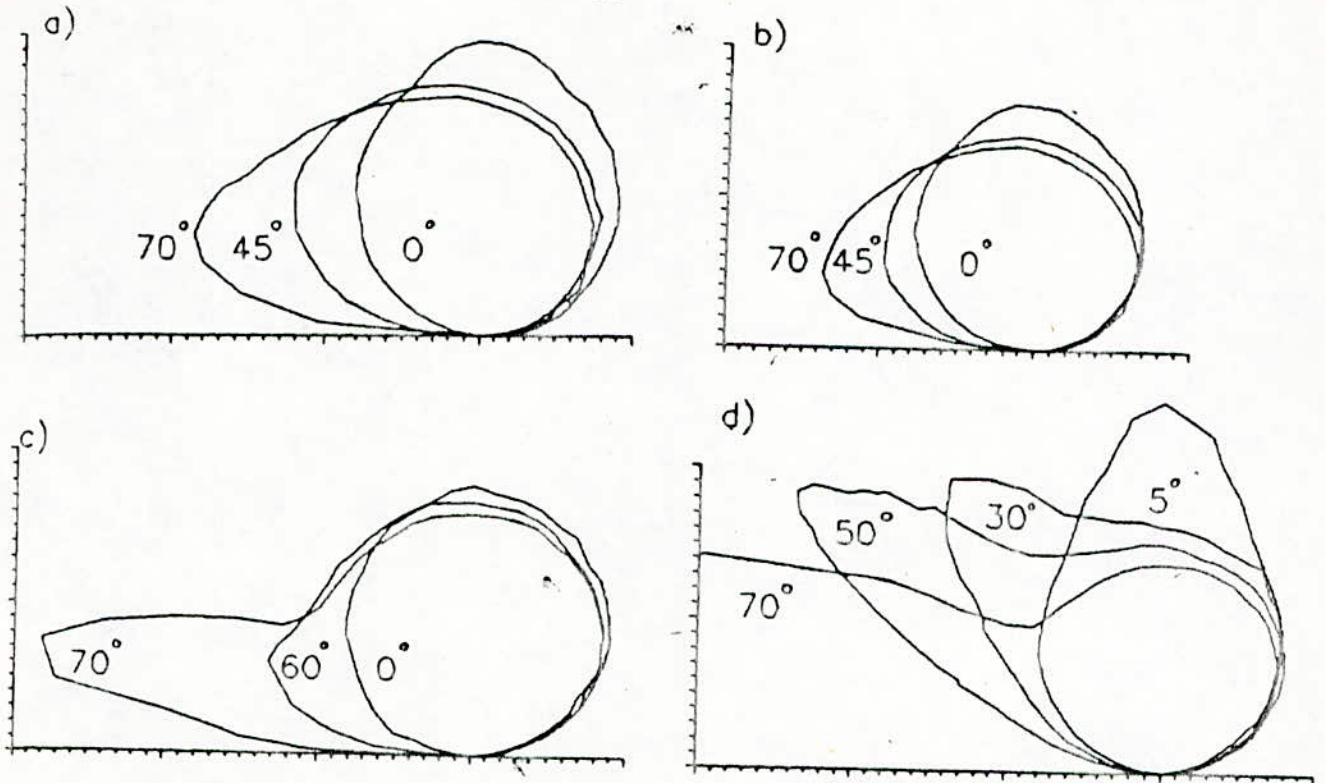


Figure III-5: Diagrammes de rayonnement de matériaux usuels pour différents angles d'incidence et pour $\lambda = 820 \text{ nm}$: a) papier blanc, b) bois poli mais non verni, c) peinture mate blanche, d) peinture lustrée "blanc cassé".

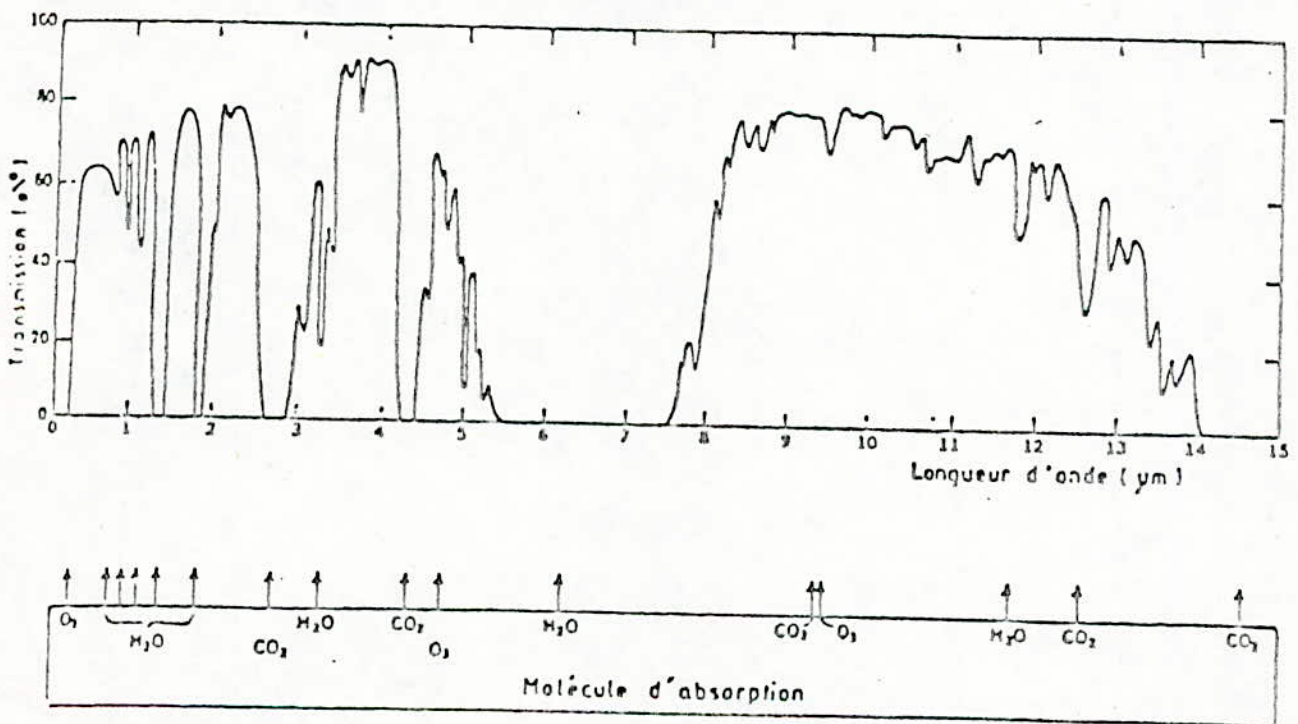


Fig. III - 6 · Transmission atmosphérique dans le spectre infrarouge. [9], [16], [17].

En Conclusion, les diagrammes de rayonnement expérimentaux montrent que les matériaux usuels se comportent à la réflexion comme des cibles de

type Lambertien, pour des angles d'incidence inférieurs à 60° .

A la longueur d'onde de 820 nm, les valeurs effectives des coefficients de réflexion sont comprises entre 0,6 et 0,7 pour des matériaux tel que le bois, le papier ou la peinture (à la longueur 950 nm ces valeurs variaient de 0,4 à 0,8).

V-Perturbations extérieures, linéarités et erreur de mesure.

1- Perturbations extérieures.

1-1-Atténuation atmosphérique.

Les différentes interactions possibles que l'on peut rencontrer dans la propagation d'un faisceau Laser sont les suivantes [8]:

a)-Absorption par les composants mineurs de l'atmosphère (tels que la vapeur d'eau, CO₂, CO...), (Voir Fig.III-6).

b)-Diffusion par les brumes, brouillards, aérosols.

c)-Perturbation provenant des turbulences atmosphériques.

d)-Modification des propriétés de propagation de l'atmosphère dans le cas d'un faisceau à forte densité d'énergie, par une altération de l'indice de réfraction par absorption d'énergie: défocalisation thermique.

e)-Dans le cas où la densité d'énergie est encore plus forte, il y a création de plasmas qui, à leur tour, absorbent une partie de l'énergie Laser.

Du fait que les distances qu'on veut mesurer sont de 1m à 10m, les interactions b, c, d, et e peuvent être supprimées.

Pour l'interaction (a): dans la fenêtre de transmission atmosphérique, la transmission de l'atmosphère T_a est donnée par la relation [9]:

$$T_a = e^{-VR} \quad (9)$$

Avec : R: La distance.

V: Coefficient d'extinction (ou d'atténuation).

Par temps clair $V \approx 10^{-4}/m$, d'après (9) pour $R=10m$.

$$T_a (R=10m) = 0,999 \approx 1. \quad (10).$$

V-1-2-Influence du rayonnement solaire.

Il est très difficile de se soustraire complètement au rayonnement solaire si l'on opère à des longueurs d'ondes proches du visible. Pour réduire l'influence de ce signal parasite:

-A la réception, on peut utiliser un filtre interférentiel de faible largeur, solution coûteuse d'autant plus qu'elle n'est efficace que dans le cas d'une source à faible étalement spectral (Diode Laser).

-On peut utiliser le pare-soleil [7]:

C'est un filtre spatial en nid d'abeille placé en amont de la lentille de réception (fig.III-7) qui permet d'éliminer les rayons parvenant au détecteur avec un angle élevé.

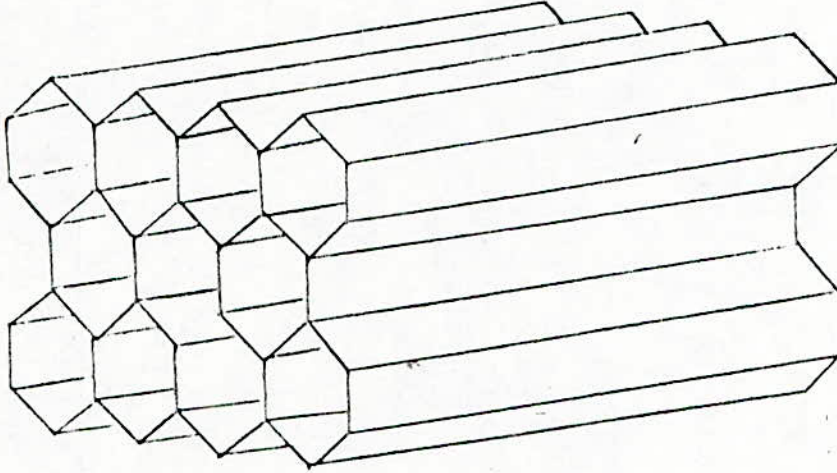


Figure III-7: Le nid d'abeille(17).

L'ouverture angulaire θ du champ de vision est de la forme:

$$\theta = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} (d/l). \quad (11).$$

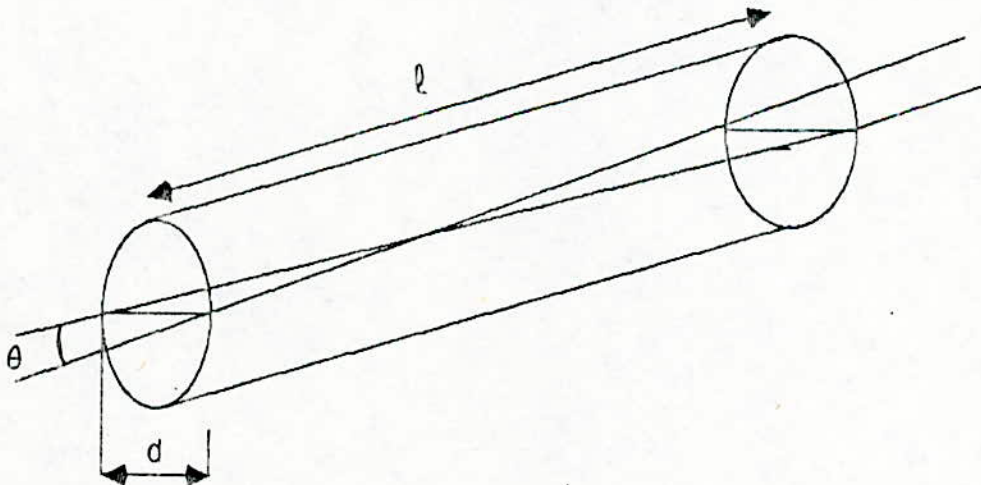


Figure 8: ouverture angulaire du pare-soleil.

(pour $d=2\text{mm}$ et $l=45\text{mm}$, on a $\theta=5^\circ$).

Le pare-soleil est complètement noirci pour éviter toute réflexion sur les

parois.

1-3-Limitation de la portée due au bruit.

De la relation (2) on a: $R^2 = \frac{P_e}{P_r} \cdot \frac{\rho \eta T_e T_r A_r}{\pi}$ (12)

avec $A_r = \pi D_r^2$. D_r : diamètre de l'optique de réception.

$$R = \left(\frac{P_e}{P_r} \rho \eta T_e T_r \right)^{1/2} D_r \quad (13)$$

Si P_{Bi} est le bruit du récepteur (photodiode + circuit d'amplification)

ramené à l'entrée, et P_{BS} bruit causé par le rayonnement solaire (ou autre rayonnement parasite), alors la portée maximale du système sera d'après

$$(13): R_{\max} = \left(\frac{P_e}{P_B} \rho \eta T_e T_r \right)^{1/2} D_r \quad (14)$$

avec: $P_B = P_{Bi} + P_{BS}$. (15)

D'après [7]: $P_{Bi} = \frac{V_B}{GRS}$ (16)

Avec: V_B : le bruit recueilli à la sortie de l'amplificateur (en Vff).

Ce Bruit ramené à l'entrée de la photodiode est équivalent à une puissance radiative P_{Bi} .

GR: Produit du gain de l'amplificateur par la résistance de polarisation de la photodiode (R en Ω), en parallèle à la résistance d'entrée de l'amplificateur)

S: Sensibilité de la photodiode (en A/W).

$$\text{D'après [9]: } P_{BS} = (4\rho + 1) \frac{(M_0 \Omega_c \Delta_r T_r) \Delta\lambda}{8\pi} \quad (17)$$

avec: M_0 : Eclairage spectral approximé dans l'intervalle $\Delta\lambda$.

$\Delta\lambda$: Largeur spectrale de la photodiode.

Ω_c : champ de vision spatial de l'optique de réception.

La formule (17) correspond au cas le plus défavorable, le soleil au zénith.

* Ordre de grandeur de P_{Bi} est d'une dizaine de ηw (par exemple pour

$$GR = 3 \text{ M } \Omega, V_B = 7 \text{ m Vff et } S = 0,6 \text{ A/w} \Rightarrow P_{Bi} \approx 13 \eta w.)$$

* Ordre de grandeur de P_{BS} d'après (17) et d'une dizaine de μw (la référence [9] trouve $P_{BS} \approx 150 \mu w$).

Remarque: à la référence [9] on a:

$$T_e \eta P_e = 1,27 \text{ w.}$$

$$D_r = 50 \text{ mm.}$$

$$T_r = 0,91.$$

$$\delta = 0,1..0,9.$$

$$P_{BS} = 150 \mu w \gg P_{Bi}.$$

La relation (14) devient:

$$R_{max} \approx 4,4 \sqrt{\rho} \quad (18)$$

$$R_{max} = 1,4 \text{ m pour } \rho = 0,1$$

$$R_{max} \approx 4,2 \text{ m pour } \rho = 0,9$$

Il faut dire que les valeurs données par la relation (18) sont exagérées car la puissance P_{BS} est presque constante au niveau de la photodiode. Il faut

prendre en compte les fluctuations de P_{BS} . Si on prend :

$$\frac{\Delta P_{BS}}{P_{BS}} \cong 1\%, \text{ on aura:}$$

$$R_{\max} > 14 \text{ m pour } \delta = 0,1.$$

$$R_{\max} > 42 \text{ m pour } \delta = 0,9.$$

On voit que le soleil peut limiter la portée d'où l'importance du pare-soleil.

V-2-Linéarité et erreur de mesure.

V-2-1-La divergence du faisceau et linéarité de mesure.

Si la cible est plus grande que la taille du spot lumineux alors la fraction de la puissance incidente reçue par la surface du récepteur varie en R^{-2} (voir relations (1) et (2)). Le rapport des puissances reçues pour $R_1=1\text{m}$ et $R_2=10\text{m}$ est donc:

$$\frac{Pr(R_1=1\text{m})}{Pr(R_2=10\text{m})} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 = 100.$$

$$\Rightarrow \log_{10} \frac{Pr(R=1\text{m})}{Pr(R=10\text{m})} = 2 \text{ décades} \quad (19).$$

Dans le cas où le diamètre est grand devant les dimensions de la cible, la fraction de puissance reçue par la surface du récepteur varie en R^{-4} car

dans ce cas on utilise la relation [8]:

$$P_r = P_e \frac{A_r A_c T_e T_r}{4 \pi \theta^2 R^4} \quad (20).$$

$$\text{d'où: } \log_{10} \left[\frac{P_r(R_1=1\text{m})}{P_r(R_2=10\text{m})} \right] = \log_{10} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^4 = 4 \text{ décades.}$$

La Figure III-9 montre l'effet de t_{mo} sur la linéarité

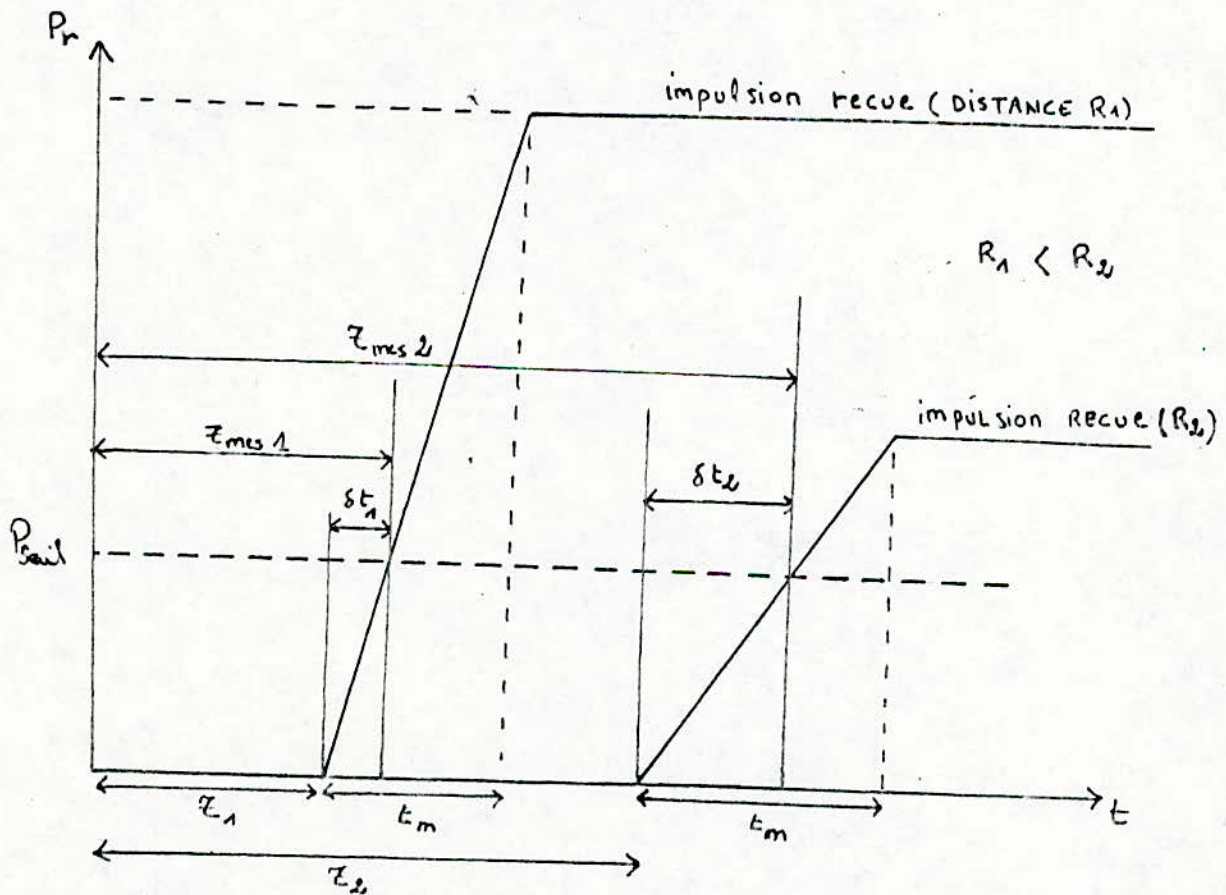


Figure III-9: Effet de t_{mo} sur la relation $R = \frac{T}{2} \cdot C$

$$\text{En principe, on a: } R_i = \frac{T_i}{2} \cdot C \quad i=1,2. \quad (22).$$

Mais les temps qu'on mesure réellement sont T_{mes1} et T_{mes2} .

$$\tau_i - \tau_{\text{mes } i} - \delta t_i, \quad i=1,2 \quad (23)$$

$$\text{d'où (22) devient: } R_i = \frac{\tau_{\text{mes } i} - \delta t_i}{2} \cdot C \quad (24)$$

$$\text{avec: } \delta t_i = \frac{P_{\text{seuil}}}{P_i} t_{m0}, \quad i=1,2. \quad (25)$$

δt est appelé le "Walk."

V--2--Erreur due au changement de cible.

Pour des cibles différentes situés à une même distance R du télémètre, le "walk" δt engendre une erreur ΔR sur la distance, la (fig.III-9 b) montre le "Walk" engendré pour deux cibles différentes:

$$\text{de (25): } t_1 = \frac{P_{\text{seuil}}}{P_1} t_m$$

$$t_2 = \frac{P_{\text{seuil}}}{P_2} t_m$$

$$\Rightarrow \text{Le Walk } \delta t = \frac{P_{\text{seuil}}}{P_2} t_m \left(\frac{1}{P_2} - \frac{1}{P_1} \right)$$

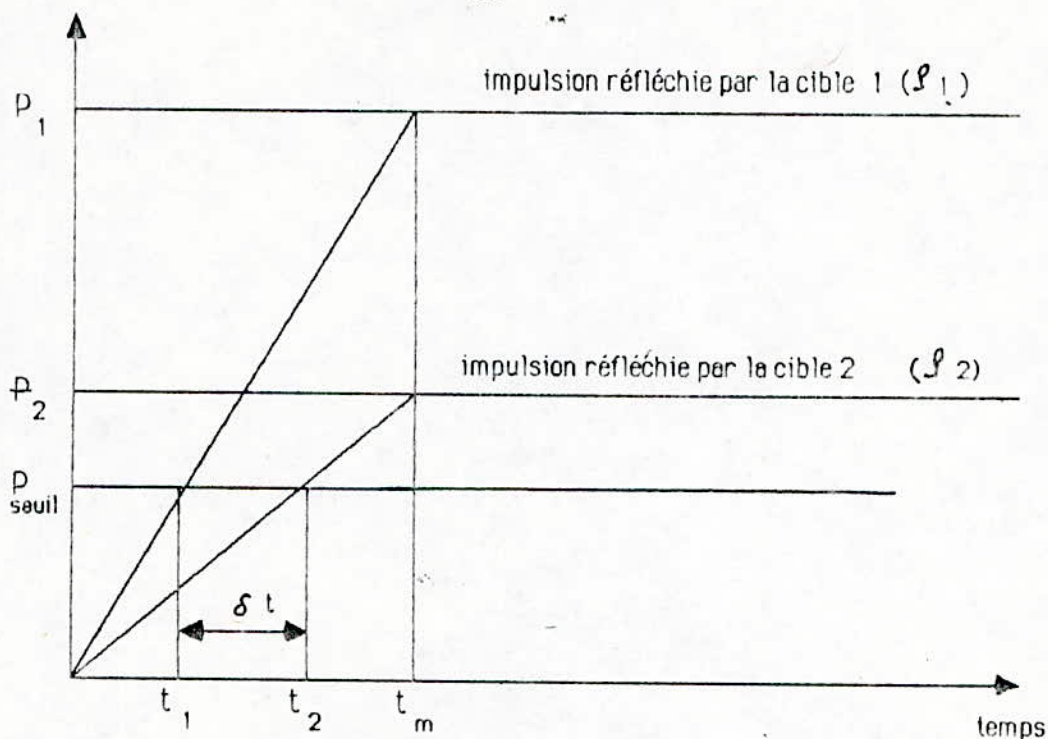


Figure III-9 b): "Walk" engendré par deux impulsions d'amplitude différentes.

V-2-3-Solutions au problème de linéarité et de l'erreur de mesure.

On peut diminuer l'effet du "Walk" en abaissant P_{seuil} à niveau très faible

en tenant compte bien sur de la relation ($P_{seuil} > P_{bruit}$).

En utilisant un CAG (Control automatique du gain), c'est-à-dire en utilisant un amplificateur dont le gain est fonction de commande image de la puissance reçue.

Une autre solution au problème du "Walk" consiste à rendre $P_{seuil} = f \cdot P_{reçue}$, avec f comme facteur atténuateur, ainsi, la formule (25) devient indépendante de la puissance de l'impulsion reçue. En effet, dans ce cas, on a:

$$\delta t = \frac{t_{mo}}{f} = Cste. \quad (26)$$

C'est sur cette idée que se basent les circuits appelés DFC. (Discriminateur à fraction constante).

VI- Etude du système optique.

VI-1-Choix de la configuration du système.

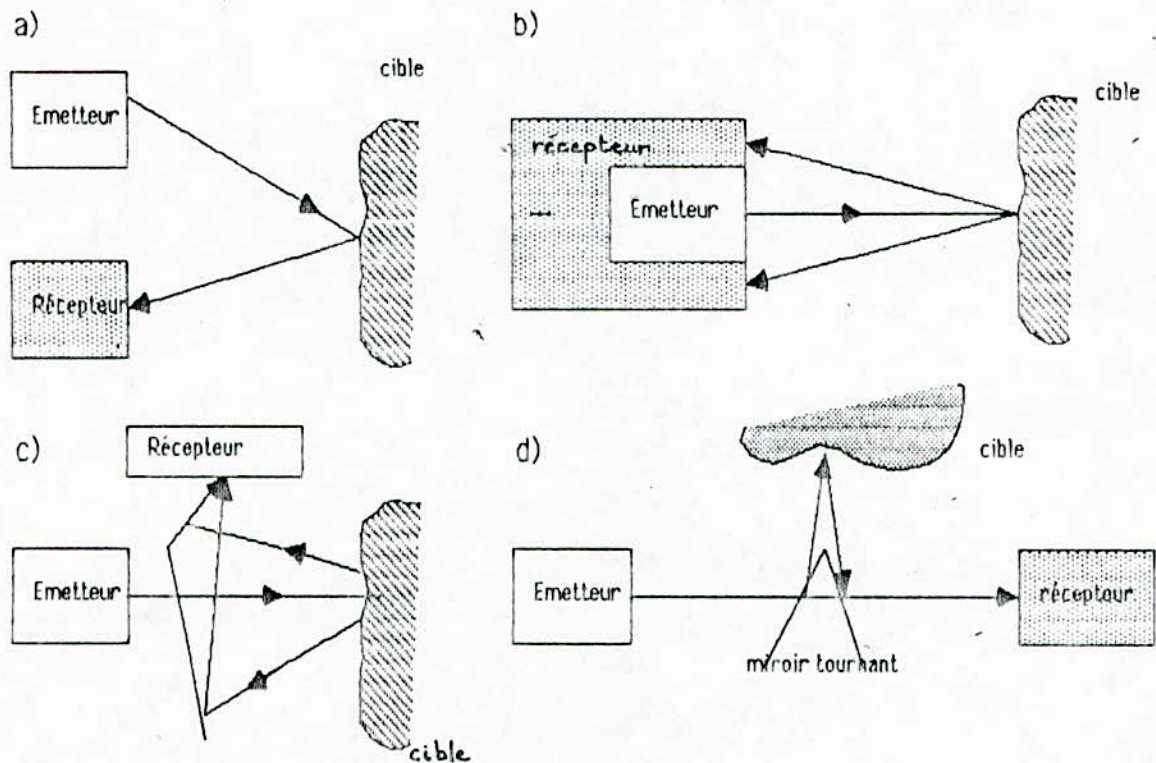


Figure III-10: Configuration des différents systèmes optiques utilisés dans la télémétrie par temps de vol [4].

Plusieurs configurations du système optique sont possibles. Le système peut, par exemple, être parallèle en plaçant le récepteur à côté de l'émetteur (Figure III-10-a). De part sa compacité, ce système est le plus utilisé bien que la voie d'émission puisse générer une induction sur la voie de réception (problèmes qu'a eus l'auteur de la référence [9]). Une alternative consiste à utiliser un système optique coaxial en disposant l'émetteur devant le

récepteur (Figure III-10-b). Cette dernière option présente certes le désavantage de réduire la surface utile du photorécepteur, mais elle est mieux adaptée aux mesures de faible distance. La (Figure 11) représente, en effet, la puissance optique normalisée reçue $E(R)$, en fonction de la distance R pour une configuration parallèle du système optique et une configuration coaxiale. On constate que le système optique coaxial permet d'effectuer des mesures pour des distances de l'ordre du mètre (Figure III-11-b), ce qui n'est pas du système parallèle (Figure III-11-a) [16].

Un autre avantage du système optique coaxial réside dans le fait que l'on peut augmenter sans contrainte le diamètre de l'optique de réception. Nous avons vu dans le paragraphe IV que, d'après les diagrammes de rayonnement, les matériaux usuels se comportent à la réflexion comme des cibles de type lambertien, pour des angles d'incidence inférieurs à 60° . Une lentille de grande ouverture permettra donc de favoriser le bilan de liaison dans le cas d'une réflexion quasi diffusante [16].

Les configurations des (figures III-10-c et III-10-d) ne sont que des variantes (respectivement) de l'optique coaxiale et parallèle. L'éloignement du récepteur de l'émetteur évite que la voie d'émission puisse générer une induction sur la voie de réception.

optique parallèle

optique coaxiale

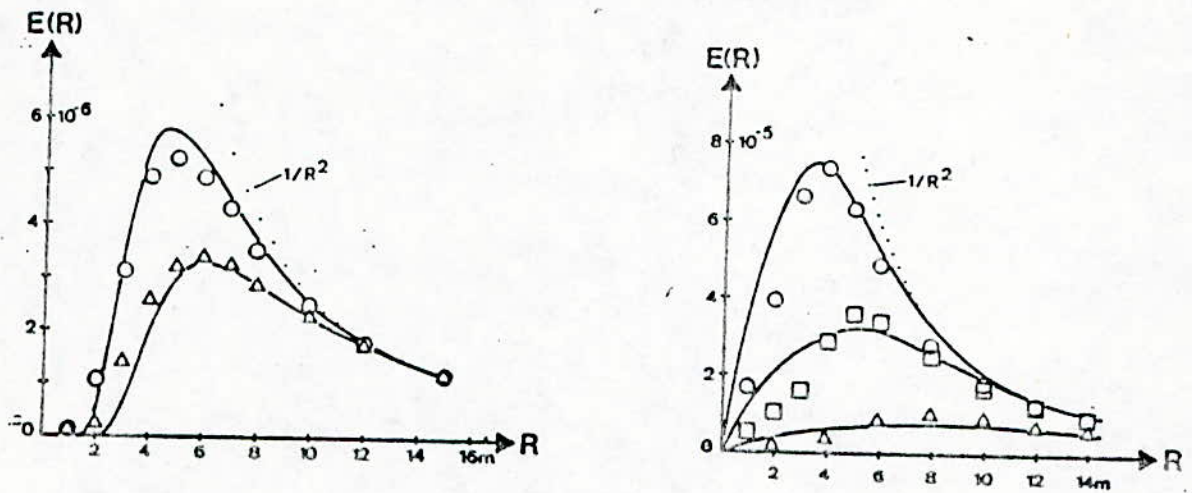


Figure III-11: Puissance optique normalisée reçue $E(R)$ en fonction de la distance R pour différentes configurations du système.

L'encombrement est le principal défaut des configurations des (figures III-10 c et III-10 d). Pour éviter les couplages parasites entre l'émetteur et le récepteur, on a choisi la configuration de la (figure III-10 d); de plus, cette configuration nous permet d'utiliser les moyens qu'on a (lentilles en particulier collées à des grands supports).

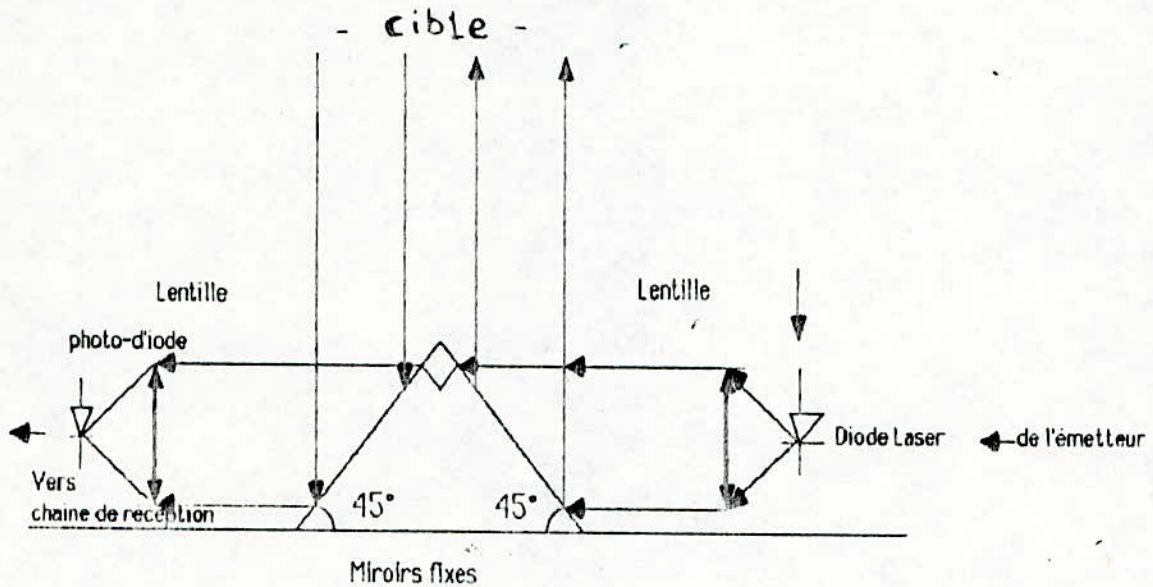


Figure III-12: Configuration choisie.

VI-2-Pertes dues à l'optique.

On doit minimiser les pertes dues à l'optique; ceci est possible grâce à l'utilisation de lentilles peu réfléchissantes. Pour un matériau d'indice optique n , le coefficient de réflexion est donné par la formule [5]:

$$\rho = \left(\frac{n-1}{n+1} \right)^2 \times 100 \%$$

La figure III-13 représente le coefficient de réflexion ρ des matériaux les plus utilisés en visible et proche IR avec les prix correspondants pour des lentilles de diamètre 50 mm [5].

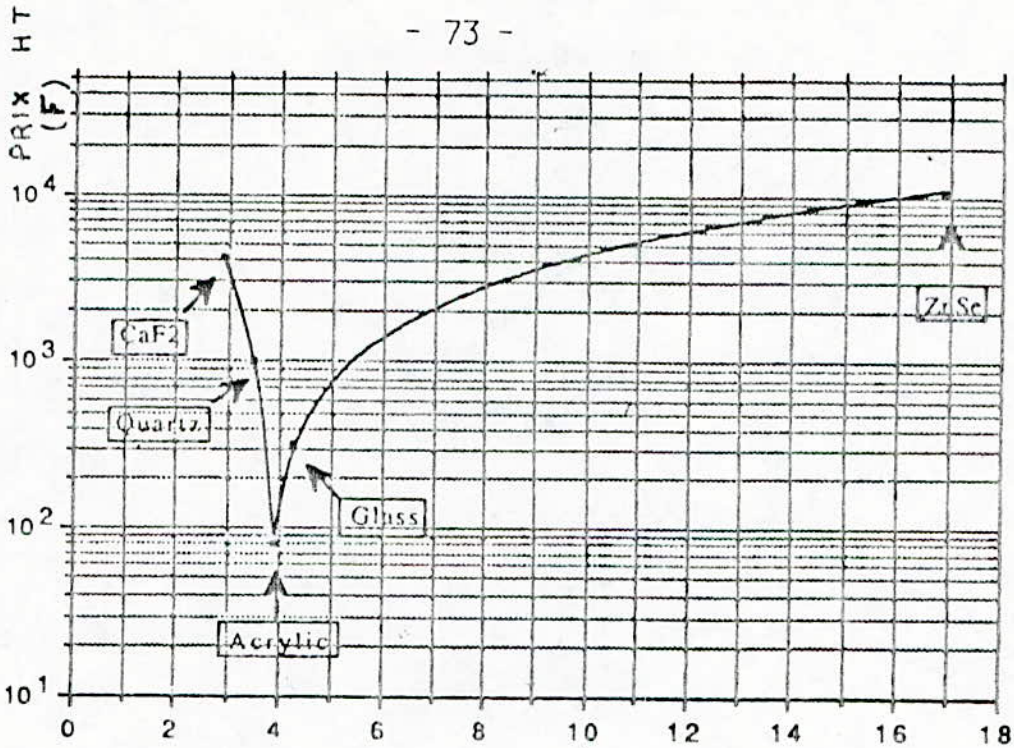


Figure III-13: Principaux matériaux des lentilles dans le visible et le proche IR

On constate que la plus faible réflexion est obtenue avec les lentilles en Ca F2; cependant, elles présentent l'inconvénient d'être trop chères. Le compromis peut être obtenu avec l'utilisation des lentilles de Frenels (acrylic) qui sont disponibles à des prix intéressants et présentent un coefficient de réflexion acceptable.

VII-Conclusion.

Puisque dans la réalisation on utilise une simple LED IR (on n'a pas une diode Laser), on doit prendre comme cible, une cible-coopérative de grande dimension:

- coopérative car la puissance est faible.
- de grande dimension car la fraction de puissance reçue par la surface du récepteur varie en R^{-4} alors qu'elle varie en R^{-2} pour une cible de grande dimension

dimension.

-La configuration du système optique choisi nous évite tout couplage parasites entre l'émetteur et le récepteur; de plus, elle nous facilite l'alignement optique.

CHAPITRE IV

CIRCUITS ASSOCIES AU TELEMETRE

I-Structure du dispositif

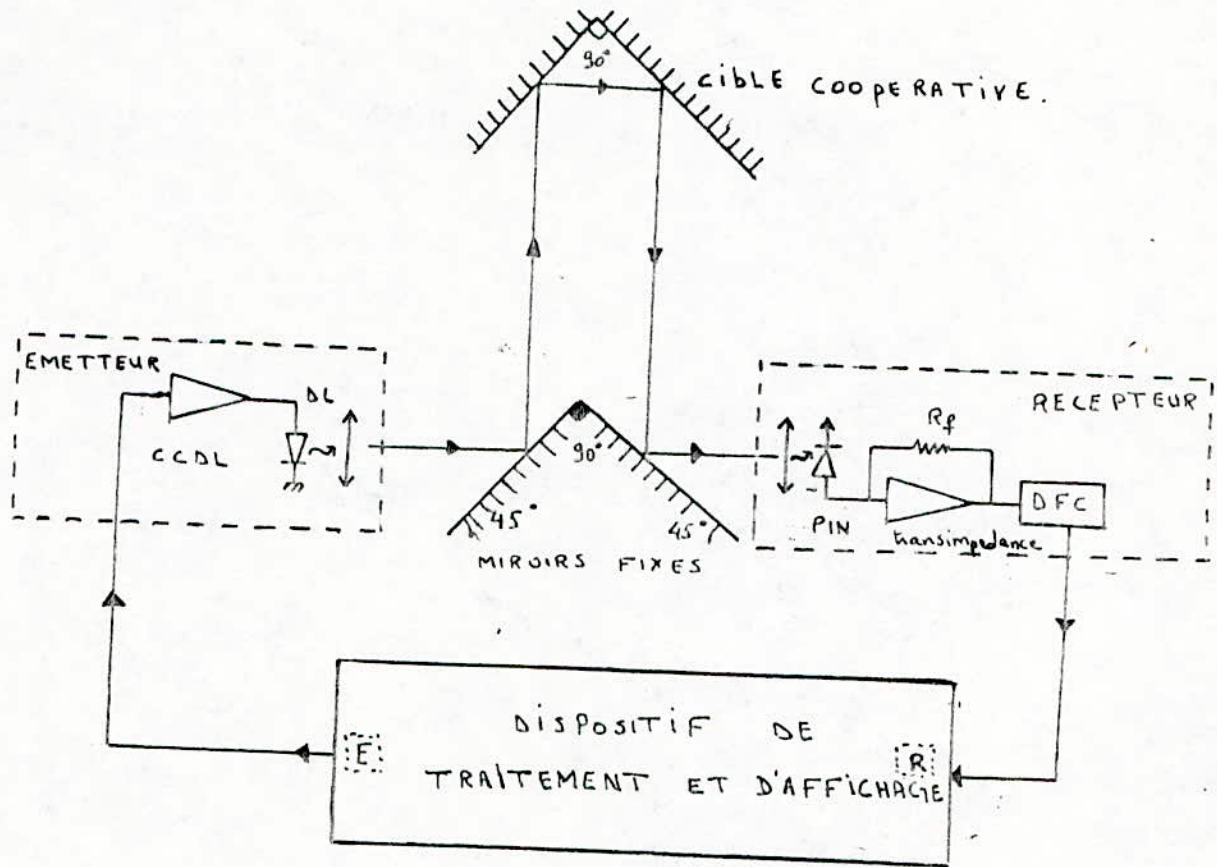


figure IV-1 schéma-bloc du télémètre impulsionnel qu'on veut réaliser.

Le schéma de principe du dispositif est représenté par la (figure IV-1). L'impulsion générée par le monostable E excite la diode laser via le CCDL (circuit commandant la diode laser).

Après rétrodiffusion sur la cible, la lumière utile comprenant l'information "distance" est recueillie par une photodiode PIN. Un circuit convertisseur courant-tension dit "transimpédance" amplifie l'impulsion

reçue. Le circuit DFC élimine l'erreur du "walk". L'impulsion sortant du DFC actionne le monostable R.

La séquence ci-dessus sera répétée N fois ($N=10, 100, 10^3, 10^4$ suivant le choix).

Le dispositif de traitement et d'affichage de l'information distance au lieu de traiter le temps d'aller retour d'une impulsion traitera le temps d'aller-retour de N impulsions, c'est-à-dire au lieu de traiter des temps allant de 7 ns à 70 ns , il traitera des temps allant de $7 N \text{ ns}$ à $70 N \text{ ns}$.

II-Le circuit d'émission.

II-1-Commande par un transistor en régime d'avalanche.

II-1-1- Principe.

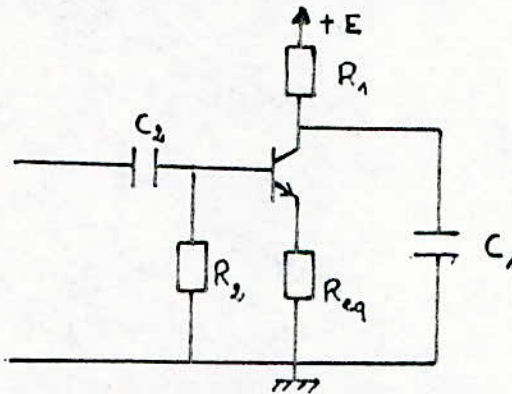
La diode laser n'émet une puissance de l'ordre du watt que si elle est parcourue par un courant relativement important (quelques ampères) et ce pendant un très court intervalle de temps [9].

Nous allons étudier, dans ce paragraphe, la possibilité d'obtenir des signaux forts de courte durée dans le cadre de l'électronique classique et à faible coût.

L'idée de base est d'utiliser la zone d'avalanche d'un transistor [17]:

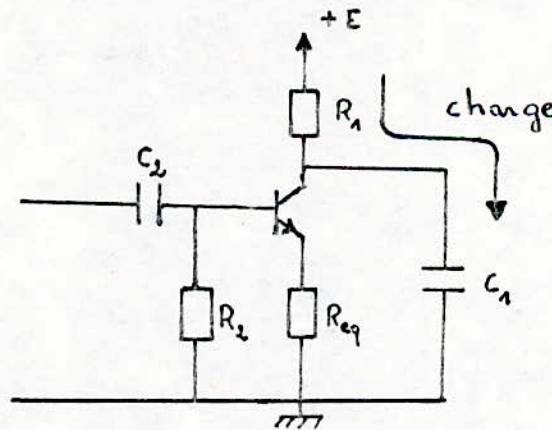
Quand le transistor est bloqué, on le polarise à une tension V_{ce} importante et à un courant négligeable; lorsqu'il devient passant, il va instantanément conduire un courant considérable pendant un temps très court. C'est la rapidité du phénomène qui permet au transistor de ne pas être détruit et assure ainsi le bon fonctionnement du système.

Le montage de principe est le suivant: (FigIV2) [9], [17].



FigureIV -2: Principe de commande d'un DL par un transistor en régime d'avalanche.

Lorsque le transistor est bloqué (fig.IV-3), le condensateur C_1 se charge via R_1 , à la valeur E avec une constante de temps: $T_1 = R_1 C_1$. Le point de fonctionnement du transistor correspond alors à une tension $V_{ce} \simeq E$ et à un courant valant I_{cbo} .



FigureIV -3: transistor bloqué

Lorsque le transistor devient passant (fig.IV-4), la capacité C_1 se décharge instantanément à travers le transistor et permet à la diode électroluminescente de résistance équivalente R_{eq} (qui est faible de l'ordre de 1Ω) d'émettre un flux lumineux pendant un temps très court, le temps de décharge du condensateur est principalement limité par la résistance R_{eq} de la diode laser.

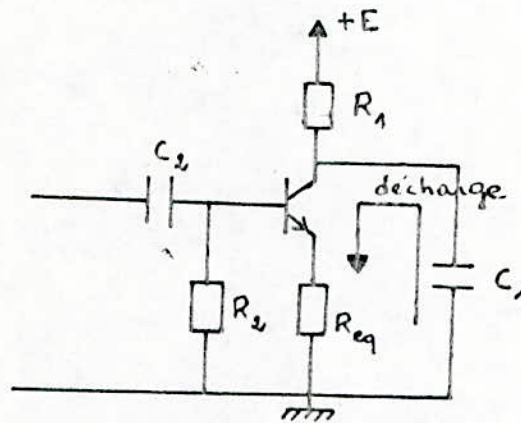


Figure IV-4: Transistor passant en régime d'avalanche.

Le transistor devient passant lorsque le front montant de l'impulsion d'entrée devient supérieur à la tension de seuil de conduction de montage ($> V_{be}$ ~~environ~~ ~~de~~, c'est-à-dire 0.7 V environ). A ce moment-là, la capacité se décharge et dès que cette action est terminée, le transistor se bloque car sa tension collecteur est nulle.

Le transistor étant bloqué, C_1 se charge à travers R_1 à la valeur E . Ainsi, le système est prêt à être excité par un autre front montant.

II-1-2-Choix des paramètres du montage.

Le principe ayant été présenté, il faut maintenant s'attarder à la détermination des composants du montage:

II-1-2-1-Le filtre d'entrée:

C'est un circuit dérivateur qui sert à isoler la base du transistor de toute polarisation continue, de plus, il fixe la fréquence de coupure basse du système. Soit, par exemple: $C_2 = 1\eta F$ et $R_2 = 4,7 K\Omega$.

II-1-2-2-La tension d'alimentation E.

Il faut utiliser une tension élevée afin que le courant traversant la diode soit important. On procède par essais [9].

Pour le transistor 2N3725, une tension de 30 V pourrait être suffisante [17], l'emploi de tensions plus fortes devrait contribuer à augmenter la puissance du faisceau émis.

II-1-2-3-Le circuit R_1-C_1 .

La constante de temps ($T_1 = R_1 C_1$) de charge du condensateur doit être inférieure au temps pendant lequel le transistor reste bloqué.

Dans un réseau RC un condensateur est chargé à plus de 99% de sa valeur finale pour un temps égal à 5 RC, d'où:

$5 R_1 C_1 < \text{temps pendant lequel le transistor reste bloqué}$.

Prenons : $R_1 C_1 = 0,1 \mu\text{s}$.

Soit: $\left\{ \begin{array}{l} R_1 = 100 \Omega \\ C_1 = 1 \text{ nF} \end{array} \right.$

Le montage d'essais est alors le suivant: (fig.IV-5).

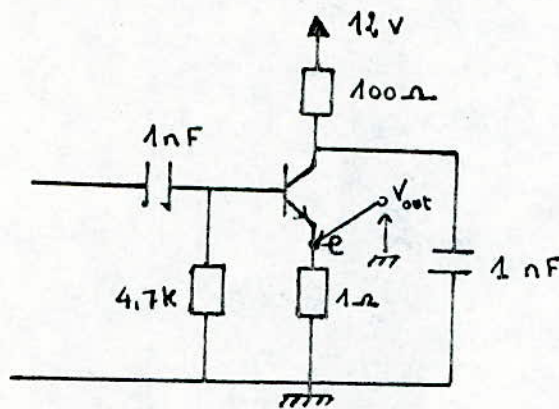


Figure IV-5: Montage d'essais.

- La diode laser est simulée par la résistance $R_{eq} = 1 \Omega$.
- Le montage est attaqué par des impulsions de période égale à $1 \mu\text{s}$.
- La visualisation de V_{out} (tension au point E) nous indiquera l'allure du courant passant par R_{eq} .

II-1-3-Conclusion.

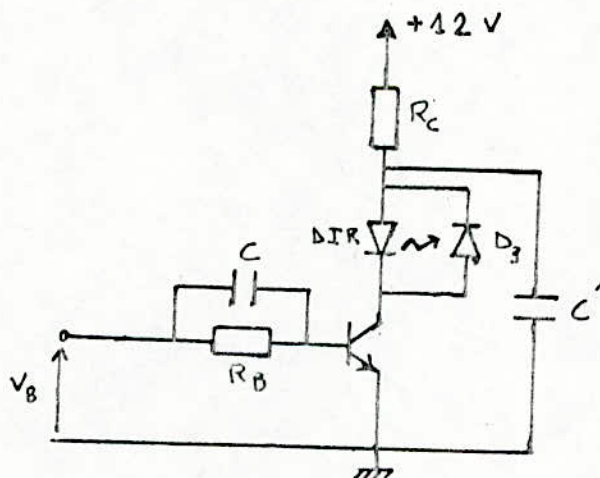
Les transistors utilisés sont du type à commutation rapide. La valeur de la tension d'avalanche est de l'ordre d'une centaine de volts.

La commande en régime d'avalanche n'a pas été réussie car il existe, d'un échantillon à un autre d'une même référence de transistor, une très grande dispersion des paramètres caractéristiques d'avalanche. Ainsi que les constructeurs n'indiquent pas, sur les notices techniques des transistors, les paramètres d'avalanche.

II-2- Commande par un transistor en régime de commutation

II-2-1-Principe:

Le principe est de considérer le transistor comme un interrupteur (Figure IV-6).



(Figure IV-6: Commande par un transistor en régime de commutation.

Quand le transistor est bloqué (interrupteur ouvert):

$$I_B = 0$$

$$I_C = I_{CBO}$$

$$V_{CE} = E - R_C I_{CBO} \approx E.$$

Quand le transistor est saturé (interrupteur fermé):

$$I_B = I_{Bsat}$$

$$I_C = I_{CSat}$$

$$V_{CE} = E - R_C I_{CSat} = V_{CE sat}$$

11-2-2- Choix des paramètres du montage. (Figure IV-7.)

Le monostable 74 LS 221 attaquant l'entrée du transistor fournit un courant au plus égal 400 (μA) qui est insuffisant à la commande de la diode LED. Pour augmenter le courant I_C on a fait appel à un montage d'Arlington.

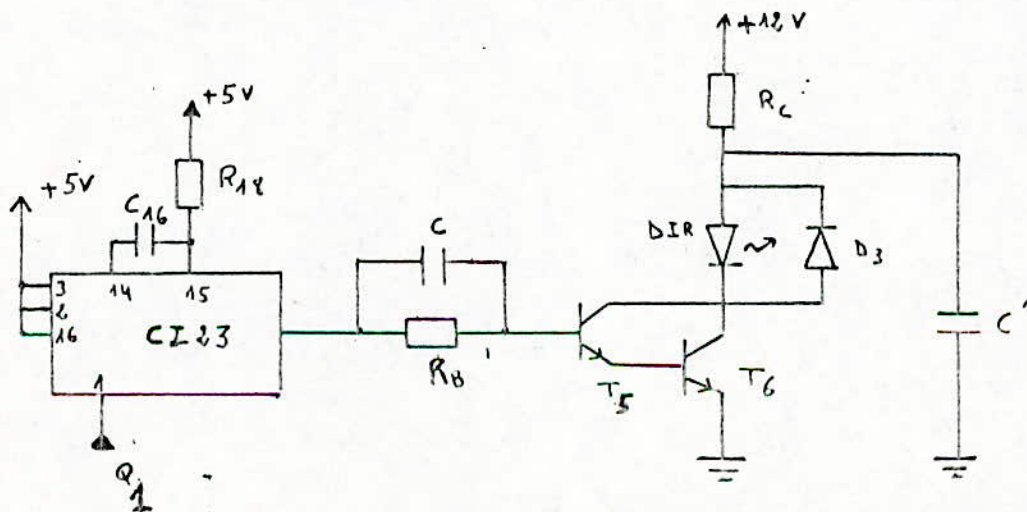


Figure IV-7: Schéma électronique du circuit émetteur.

Ce montage présente par rapport au montage à un seul transistor les caractéristiques suivantes:

-Un gain en courant donné par:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2.$$

-Un courant de fuite collecteur-base donné par :

$$I_{CBO} = \beta_2 I_{CBO1} + I_{CBO1} + I_{CBO2}.$$

Les transistors choisis sont du type à commutation ultra-rapide référencés 2 N 2368 [5] dont les caractéristiques sont données en ANNEXE B. La diode infrarouge utilisée est référencée CQY 89 (Voir ANNEXE B); elle présente une résistance dynamique de l'ordre de 2 Ω . Le courant direct traversant la diode est égal à 100 (mA). On a:

$$E = R_C I_{Csat} + R_D I_{Csat} + V_{CEsat}$$

$$V_B = R_B I_{Bsats} + 2 V_{BE}.$$

D'après les caractéristiques présentées en ANNEXE B:

$$V_{CEsat} = 0,3 \text{ V.} \quad V_{BEsat} = 0,8 \text{ V.}$$

$$\beta_{sat} = 35. \quad I_{Csat} = 100 \text{ (mA).}$$

⇒ Valeur normalisée: $R_c = 120 \Omega$.

$$R_B = 30 \text{ K}\Omega.$$

La résistance R_c doit avoir une dissipation thermique supérieure à 1 W.
La capacité d'accélération des temps de commutation est choisie de façon à ne pas trop saturer les transistors.

$$C = 10 \text{ (nF)}.$$

La capacité C' se chargeant à travers la résistance R_c lorsque le transistor est bloqué restitue une partie de son énergie lorsque le transistor passe à la saturation.

$$C' = 100 \text{ (}\mu\text{F)}.$$

La diode de redressement permet d'éviter l'endommagement de la LED par une tension inverse.

II-2-3-Conclusion.

Un transistor se comporte donc comme un interrupteur presque parfait lorsqu'il fonctionne entre l'état bloqué et saturé. Un tel interrupteur est dit statique et n'est limité en fréquence que par les propriétés dynamiques du transistor.

III-Le récepteur.

III-1- Circuits associés à la photodiode.

III-1-1-Modèle de la photodiode [16].

La figure IV-8 représente le schéma équivalent en petits signaux correspondant à la photodiode silicium de type PIN.

La composante I_0 qui parcourt la photodiode est donnée par le courant d'obscurité de la photodiode I_{obs} et par la composante continue I_{amb} de la lumière ambiante:

$$I_0 = I_{obs} + I_{amb} \quad (1)$$

Ce courant génère un bruit blanc i_n tel que:

$$i_n = 2q I_0 BP \quad (2)$$

où BP représente la bande passante de bruit.

La capacité de transition (C_T) de la photodiode diminue en fonction de la polarisation inverse V_R selon la relation:

$$C_T \approx \frac{K'}{\sqrt{V_R}} \quad (3).$$

où K' est une constante.

C_T associée à la résistance série R_s , forme une constante de temps $\tau =$

$R_s C_T$ qui est l'une des limites de la fréquence de coupure haute du

courant photoélectrique ($\tau = 2$ à 5 ns pour des photodiodes de grande surface).

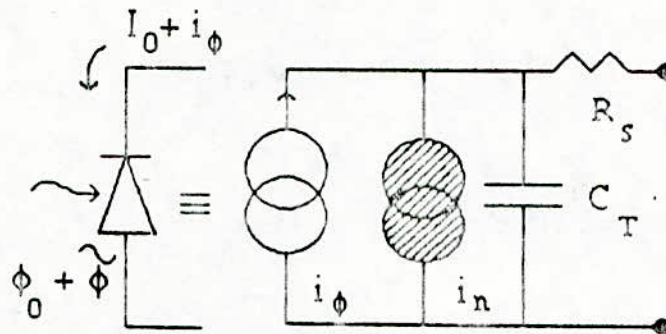


Figure IV-8: Schéma équivalent aux petits signaux d'une photodiode PIN où i_ϕ représente le courant photoélectrique et i_n le courant de bruit.

III-1-2-Choix du circuit-principe [16].

Le circuit associé à la photodiode doit satisfaire à deux conditions à la fois: -Une bande passante suffisante.

-Un rapport signal sur bruit, le meilleur possible.

Considérons le circuit représenté par la figure IV-9-a, où la photodiode est reliée à un amplificateur de tension idéal sans bruit de gain en tension A_v

La fréquence f_{CHF1} de coupure haute à -3dB , associée à l'entrée du montage, est donnée par la relation:

$$f_{CHF1} = (2 \pi R (C_T + C))^{-1} \quad (4)$$

Le rapport signal sur bruit (S/N) s'écrit:

$$\left[\frac{S}{N} \right]_1 = \frac{i_{\phi}}{\sqrt{i_n^2 + i_1^2}} \quad (5)$$

où i_1 représente le courant de bruit thermique généré dans la résistance R_f , i_1^2 est donné par:

$$i_1^2 = 4 K T R^{-1} B P \quad (6)$$

Considérons maintenant le circuit représenté par la figure IV-9 b où un amplificateur de gain en tension A_v présente une contre-réaction parallèle par la résistance R_f (A_v étant négatif). De ce fait, la résistance dynamique "Vue" de l'entrée est $R_f/(1-A_v)$ (Théorème de Miller).

La fréquence de coupure haute f_{CHF2} associé à l'entrée du circuit est de la forme:

$$f_{CHF2} = \left[\frac{2 \pi R_f (C_+ C)}{1 - A_v} \right]^{-1} \quad (7)$$

Le rapport signal sur bruit s'écrit:

$$\left[\frac{S}{N} \right]_2 = \frac{i_{\phi}}{\sqrt{i_n^2 + i_f^2}} \quad (8)$$

$$\text{avec } i_f^2 = 4 K T R^{-1} \Gamma B P \quad (9)$$

Ainsi, dans le cas quasi-idéal, pour la même fréquence de coupure haute, on aurait (d'après (4) et (7)), ramené à l'entrée, une résistance:

$$R = R_f (1 - A_v)^{-1} \quad (10)$$

Les rapports signal sur bruit sont représentés par la fonction F_N , d'après (5) et (8), on a:

$$F_N = \frac{\sqrt{i_n^2 + 4 k T \frac{1}{R} B_p}}{\sqrt{i_n^2 + 4 k T \frac{1}{R_f} B_p}} \quad (11)$$

et par (10), (11) peut s'écrire:

$$F_N = \sqrt{\frac{i_n^2 + 4 k T \frac{1}{R} B_p}{i_n^2 + 4 k T \frac{1}{R(1 - A_v)} B_p}} \quad (12)$$

On peut écrire aussi:

$$F_N = \sqrt{1 - A_v} \frac{\sqrt{i_n^2 + 4 T R^{-1} B_p}}{\sqrt{i_n^2 (1 - A_v) + 4 T R^{-1} B_p}} \quad (13)$$

Dans le cas asymptotique où le bruit i_n serait négligeable (photodiode en quasi-obscurité), on aurait une amélioration du rapport signal sur bruit de valeur:

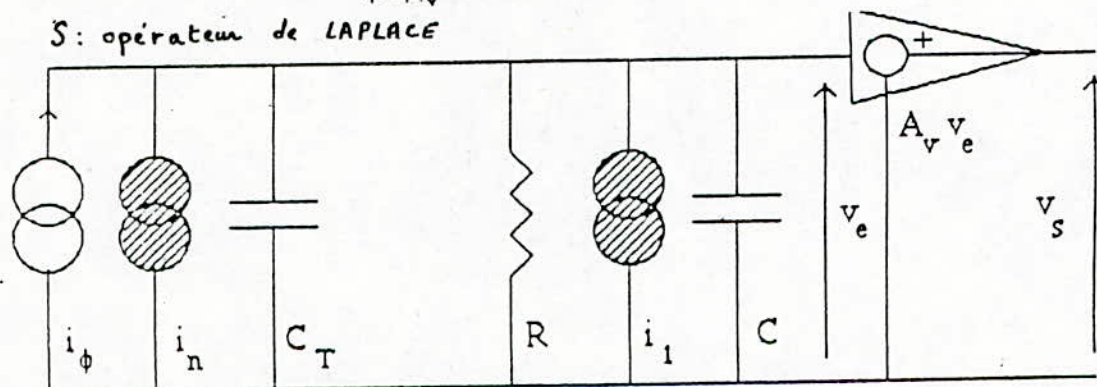
$$F_N \simeq \sqrt{1-A_v} \quad (14)$$

C'est la raison pour laquelle le circuit de type transimpédance est associé à la photodiode ([9], [16], [11], [12] ont tous associé un circuit transimpédance à la photodiode).

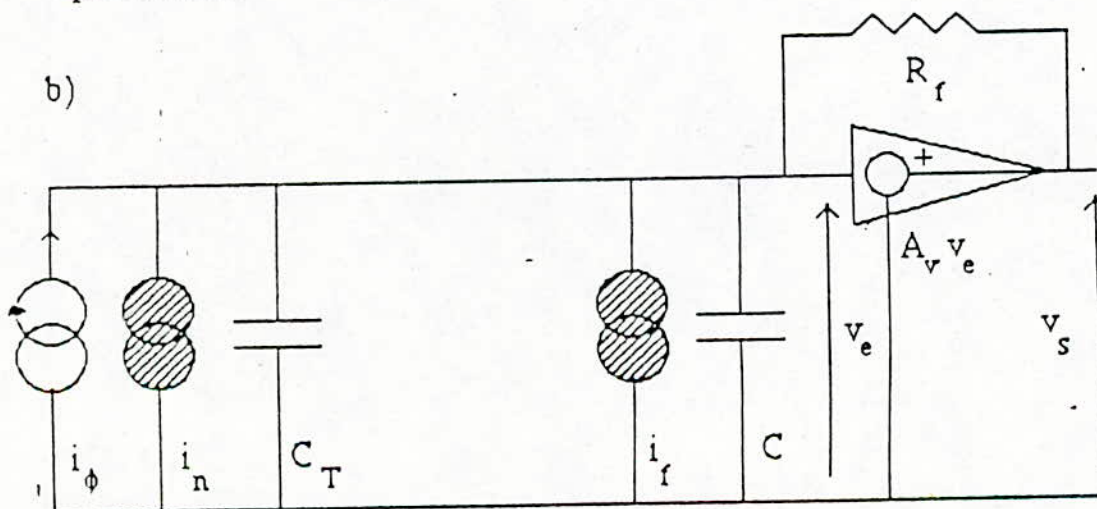
Dans le cas du circuit représenté par la figure IV-9, l'impédance de transfert Z_t est une fonction passe bas du premier ordre:

$$Z_t = \frac{V_s}{i_\phi} = -R_f \frac{1}{1 + \frac{R_f(C_T + C)}{1 - A_v} S} \quad (15)$$

S: opérateur de LAPLACE



photodiode



photodiode

Figure 9. circuit d'entrée d'un amplificateur idéal associé à une photodiode :
a) cas d'un amplificateur de tension; b) cas d'un circuit transimpédance.

III-1-3-Étage préamplificateur. [9]

Le montage choisi est le suivant: (figure IV-10)

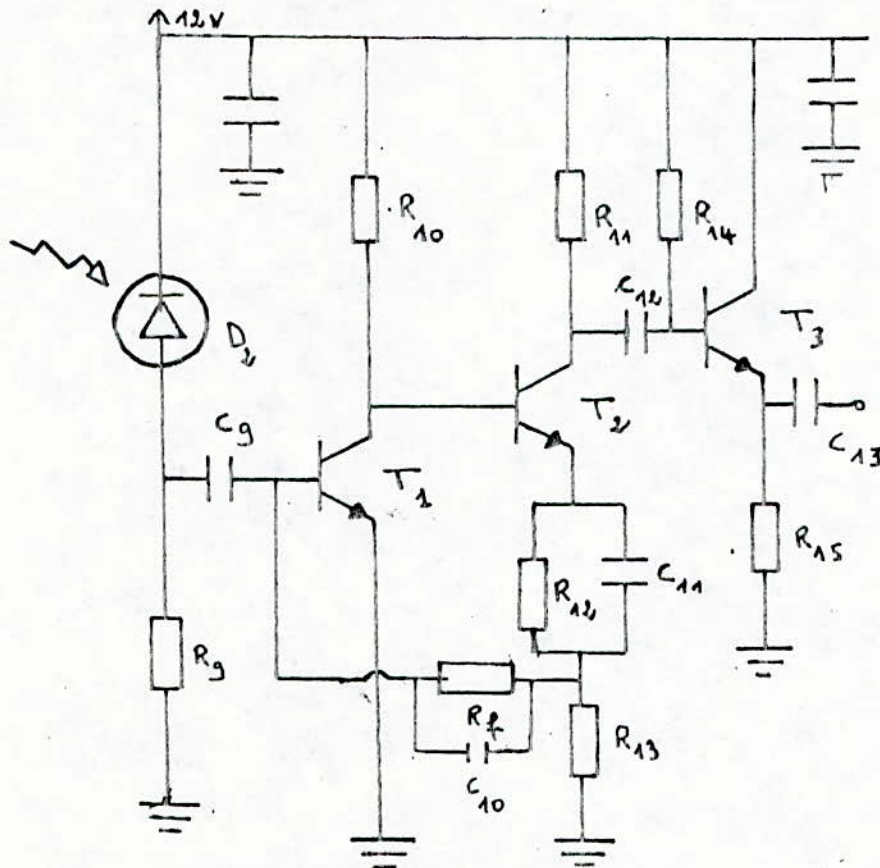


Figure IV-10: Schéma du préamplificateur.

La photodiode utilisée est référencée BPW50 (ANNEXE B). Elle présente une sensibilité de $15 \mu\text{A} / \mu\text{w}$.

Le 1er et le 2e transistors constituent un amplificateur à contre-réaction courant-tension.

Le 3eme étage permet d'adapter la sortie du préamplificateur à l'étage d'amplification. Les trois transistors sont de type UHF référencés BFR 90 (Voir ANNEXE B).

III-1-3-1-Régime statique.

Les courants collecteurs de T_1 et T_2 sont fixés respectivement à 2 (mA) et 6 (mA).

On suppose que le courant d'émetteur I_{e2} de T_2 est beaucoup plus élevé que le courant I_f circulant dans la résistance de contre-réaction.

On a : $I_{C1} = 2 \text{ (mA)}$ $I_{C2} = 6 \text{ (mA)}$
 $V_{R13} = 0,75$ \Rightarrow $R_{13} = 120 \Omega$.

La tension collecteur base V_{cb1} de T_1 est égale à 9 V en fixant ainsi la capacité collecteur base de T_1 , notée c_{bc} , à 0,5 (P F).

On a : $V_{R12} = 8,25 \text{ (V)}$ \Rightarrow $R_{12} = 1,4 \text{ K}\Omega$.

La résistance R_{11} est prise égale à 120Ω de manière à fixer le gain en tension associé à T_2 à 1

On a : $V_{R10} = 2,25 \text{ (V)}$ \Rightarrow $R_{10} = 1,2 \text{ K}\Omega$

On prend $R_f = 5 \text{ K}\Omega$.

III-1-3-2-Régime dynamique:

Les gains en courant β_1 et β_2 , respectivement des transistors T_1 et T_2 sont [9]:

$\beta = \beta_1 = \beta_2 = 40$.

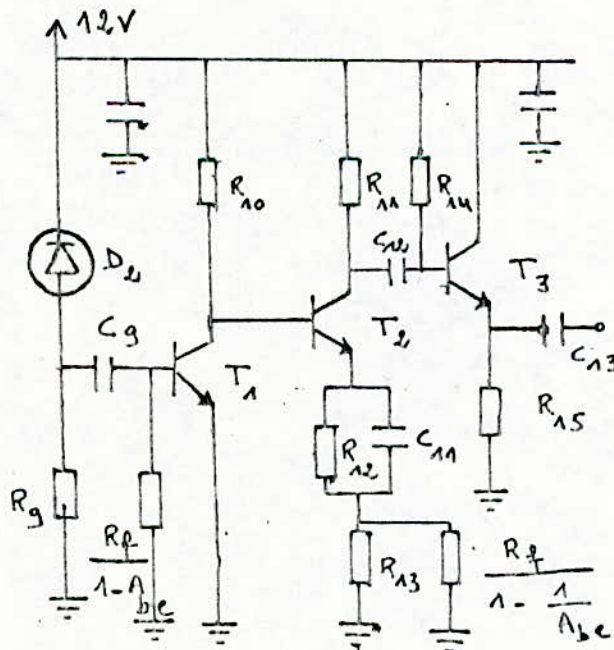


Figure IV-11 Schéma équivalent du préamplificateur après une transformation utilisant l'effet Miller.

a- Calcul du gain en tension de la base de T_1 à l'émetteur de T_2 . Soit Λ_{be} le gain en tension de la base de T_1 à l'émetteur de T_2 . Soit R_e la résistance d'émetteur de T_2 obtenue par une transformation utilisant l'effet Miller (Figure IV-11)

$$\text{On a : } R_e = R_{13} // [R_f / (1 - 1/\Lambda_{be})] \quad (16).$$

Si on suppose que $|\Lambda_{be}| \gg 1$ alors:

$$R_e = 120 \Omega.$$

Soit R_{i2} la résistance d'entrée du 2eme étage:

$$R_{i2} = h_{11 T2} + (\beta_2 + 1) R_e. \quad (17).$$

$$h_{11 T2} = \frac{25 \beta_2}{I_{C2}} = 170 \Omega.$$

$$\Rightarrow R_{i2} = 5 \text{ K}\Omega.$$

Soit Λ_{be2} le gain en tension entre la base de T_2 et l'émetteur de T_2 :

$$\Lambda_{be2} = \frac{R_{i2} - h_{11 T2}}{R_{i2}} \quad (18)$$

$$= 0,96.$$

Soit Λ_{bc1} le gain en tension entre la base de T_1 et le collecteur de T_1 .

$$\Lambda_{bc1} = - \frac{\beta_1 R_L}{h_{11 T1}}$$

$$R_L = R_{10} // R_{i2} = 1 \text{ K}\Omega.$$

$$h_{11 T1} = \frac{25 \beta_1}{I_{C1}} = 500 \Omega.$$

$$\Rightarrow \Lambda_{bc1} = - 80.$$

D'où $A_{be} = A_{bc1} \cdot A_{be2}$ (19).

$A_{be} = - 76,8.$

L'hypothèse $|A_{be}| \gg 1$ est bien justifiée.

-b- Calcul de la résistance d'entrée du préamplificateur:

Soit R_{i1} la résistance d'entrée du 1er étage:

$R_{i1} = h_{i1} T_1 // [R_f / (1 - A_{be})]$ (20)

$R_{i1} = \frac{R_f}{A_{be}}$

$R_{i1} = 65 (\Omega)$

-c- Calcul du gain en tension entre base de T_1 et collecteur de T_2

Soit A_{bc} le gain en tension entre la base de T_1 et le collecteur de T_2 .

Le gain en tension du 2^e étage est égal à 1.

Ainsi: $A_{bc} = 80.$ (21).

-d- Calcul du gain de transimpédance du préamplificateur.

En régime dynamique, on a le schéma équivalent du préamplificateur (Figure 12).

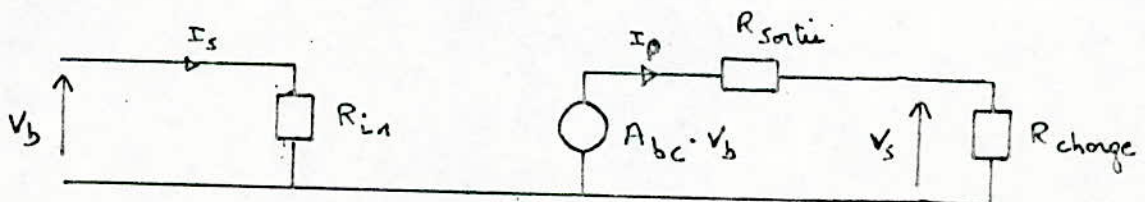


Figure 12. schéma équivalent du préamplificateur en régime dynamique.

Le gain de transimpédance est défini par:

$$G_t = \frac{V_s}{I_s} \quad (22)$$

$$V_b = R_{i1} \cdot I_s \quad (23)$$

$$V_s = A_{bc} \cdot V_b \quad (24)$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{I_s} \approx R_f$$

- e - Calcul de la bande passante.

En tenant compte des capacités dans le premier étage du montage et de l'effet Miller, le schéma équivalent devient:

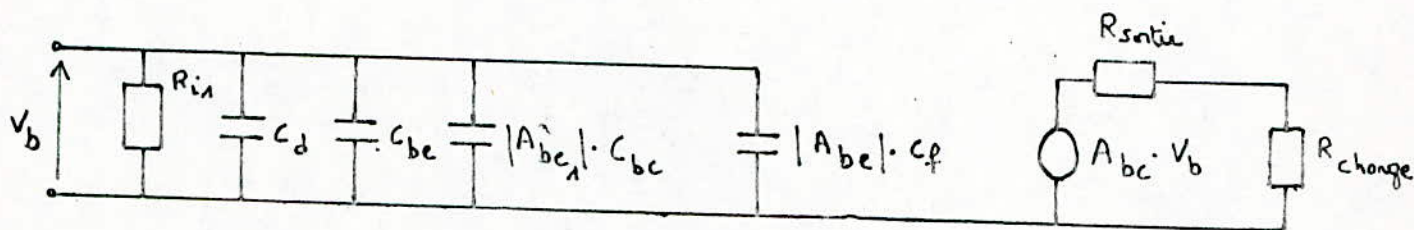


Figure 13: Schéma équivalent du préamplificateur faisant intervenir les capacités du montage.

- C_d , capacité de la photodiode.
- C_{bc} , capacité entre base interne et collecteur de T_1 .
- C_{be} , capacité entre base interne et émetteur de T_1 .
- C_f , capacité parasite de la résistance R_f de réaction.

La fréquence de coupure haute -3dB du montage, notée f_p , peut s'exprimer par:

$$f_p \cong \frac{1}{2\pi R_{i1} \cdot C_T} \quad (25)$$

R_{i1} : résistance d'entrée de l'étage.

C_T : capacité totale d'entrée.

$$C_T = C_d + |A_{bc}| \cdot C_{bc} + |A_{be}| \cdot C_f + C_{be} \quad (26)$$

La capacité C_d de la photodiode est proche de 9 (pF).

La résistance R_f (1/4 W) présente une capacité de l'ordre de 0,5 (pF).

La capacité C_{bc} fixée par la tension de polarisation V_{cb1} de T_1 est de l'ordre de 0,5 (pF).

La capacité C_{be} donnée par la relation [9]:

$$C_{be} \cong \frac{\beta_1}{2\pi \cdot h_{fT1} \cdot f_{T1}} \quad (27)$$

f_T , fréquence de transistor de T_1 , égal à 3 (GHz).

$$C_{be} \cong 4 \text{ (pF)}$$

En tenant compte de la relation (20) et en négligeant les capacités C_d et C_{be} devant $|A_{bc}| \cdot C_{bc}$ et $|A_{be}| \cdot C_f$, on peut écrire l'expression (25):

$$B_p \cong \frac{1}{2\pi R_f (C_{bc} + C_f)} \quad (28)$$

$$B_p \cong 31,84 \text{ (MHz)}$$

III - 2 - ETAGE AMPLIFICATEUR [9]

L'étage amplificateur est conçu à l'aide du circuit intégré NE 592.

Le NE 592 est un circuit de faible coût et capable de fournir un gain de tension relativement important avec une bande passante élevée (100 MHz).

Les caractéristiques du NE 592 sont données en ANNEXE B. Le câblage du NE 592 en amplificateur est le suivant: (Figure IV-14).

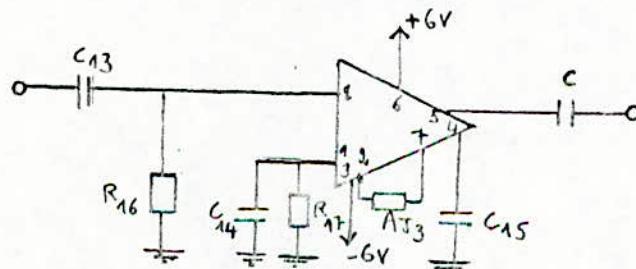


Figure IV-14: Schéma de l'amplificateur.

La résistance ajustable permet de varier le gain de l'amplificateur.

L'étage amplificateur possède un gain de 100 avec une bande passante approximative de 90 MHz.

III-3- Le DFC "Discriminateur à fraction constante".

III-3-1-Introduction.

Au chapitre I, on a vu qu'en discrimination à seuil fixe, le déclenchement du comparateur s'effectue à des instants différents suivant la hauteur du signal d'attaque, ce qui engendre le "Walk". Le Walk engendre une erreur sur la mesure. Divers dispositifs ont été élaborés pour pallier le phénomène du "Walk".

Dans ce paragraphe, on a fait une étude sur le DFC qui offre le meilleur rapport performances/facilité de mise en oeuvre [9].

III-3-2-Principe.

Le DFC est un discriminateur dont le seuil est une image atténuée de la hauteur du signal d'attaque.

La (figure IV-15) donne le principe d'un DFC:

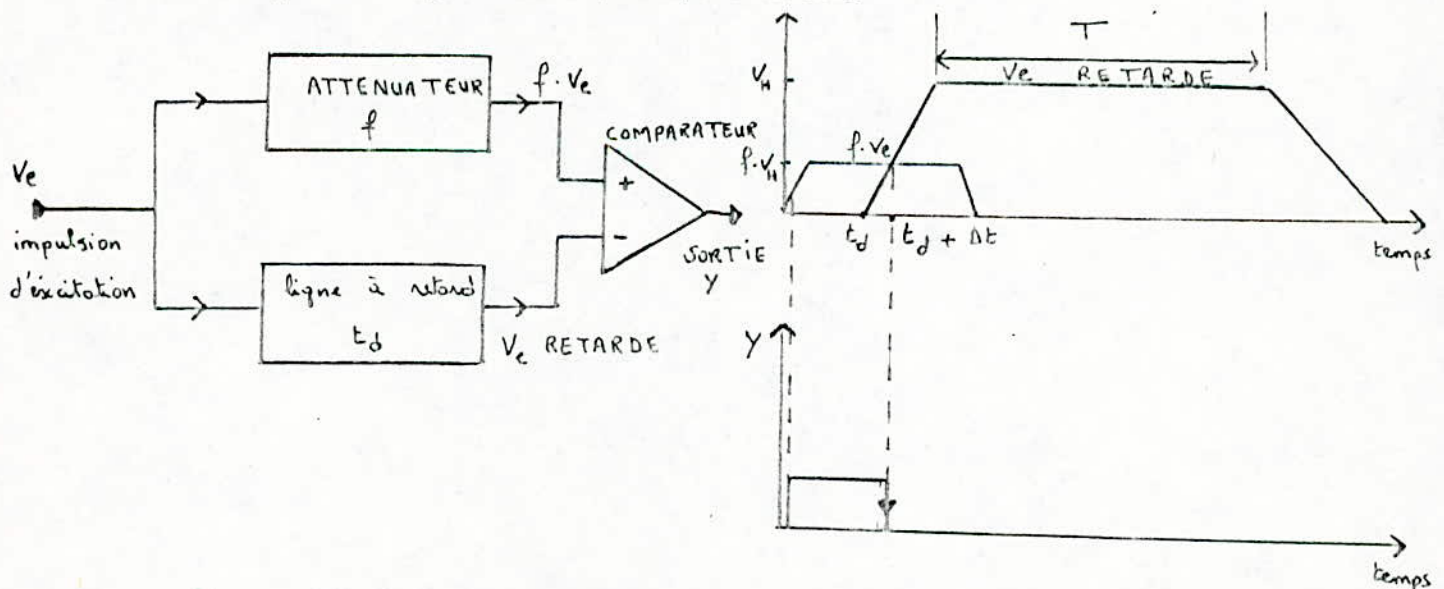


Figure IV-15: Principe d'un DFC: a) synoptique, b) chronogramme de fonctionnement

Avant l'arrivée de l'impulsion d'excitation, les deux entrées du

comparateur sont toutes deux soumises à une tension nulle. La sortie du comparateur est donc nulle.

Dès l'apparition du $f \cdot V_e$ au niveau de l'entrée non inverseuse du comparateur, la sortie y passe à l'état "Haut" (l'entrée inverseuse est à l'état "Bas"). A l'instant $t=t_d$, le signal V_e est appliqué à l'entrée inverseuse. La sortie y reste à l'état Haut tant que V_e retardée est inférieure à $f \cdot V_h$. A l'instant $t= t_d + \Delta t$. La sortie Y passe à l'état Bas. Le front descendant de Y sera pris comme référence temporelle.

III-3-3- Condition de fonctionnement.

Pour un bon fonctionnement, il faut s'assurer que l'égalité $V_e \text{ retardée} = f \cdot V_e$ se passe quand $f \cdot V_e$ est déjà au niveau $f \cdot V_h$, d'où la condition (Figure IV-16):

$$t_m \leq t_d + \Delta t \leq T + t_m \quad (29).$$

et $\Delta t = f t_m$

d'où $(1-f) t_m \leq t_d \leq T + (1-f) t_m \quad (30).$

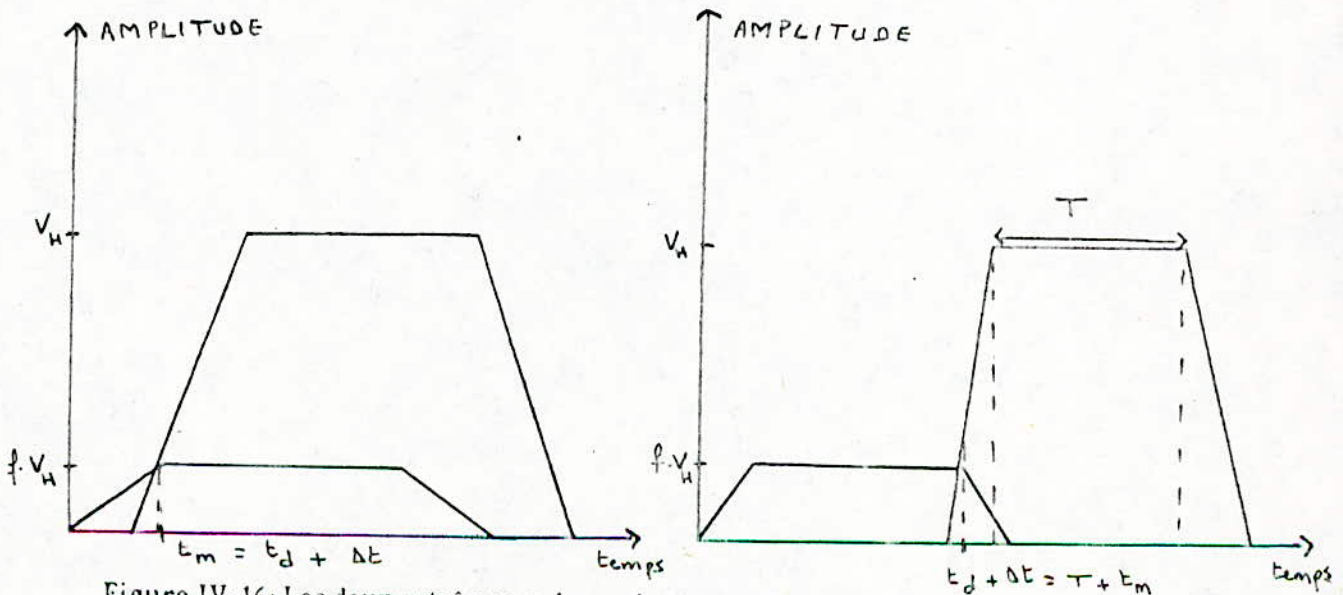


Figure IV-16: Les deux extrêmes valeurs de t_d .

III-4-3-Conception du DFC

a)-L'atténuateur.

C'est un simple diviseur de tension:

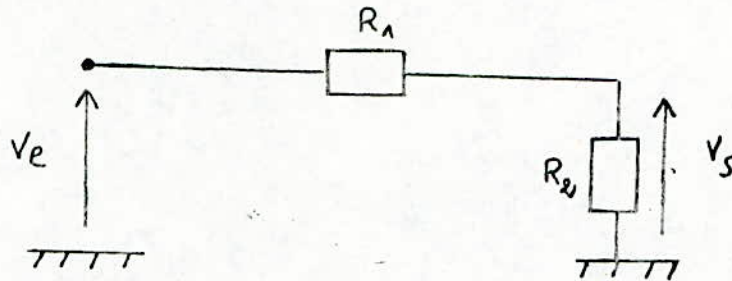


Figure 17 L'atténuateur.

$$f = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (31)$$

IV-17-La ligne à retard.

Après avoir choisi f , on peut choisir un temps de retard t_d vérifiant la relation (30).

La ligne à retard peut être faite grâce à un câble coaxial dont on connaît la vitesse de propagation (par exemple le RG 58 engendre un retard de $5\eta\text{S/m}$ [9]).

Pour le coaxial RG 58, la longueur L qui engendre le retard t_d est:

$$L = \frac{t_d}{5} \quad (32).$$

(avec L en mètre et t_d en ηS).

4-4-3- Protection du DFC contre le bruit.

La protection peut se faire grâce à un comparateur à seuil fixe dont la sortie autorise ou non le passage, par le franchissement d'une porte logique, du signal issu du DFC (Voir Figure IV-18).

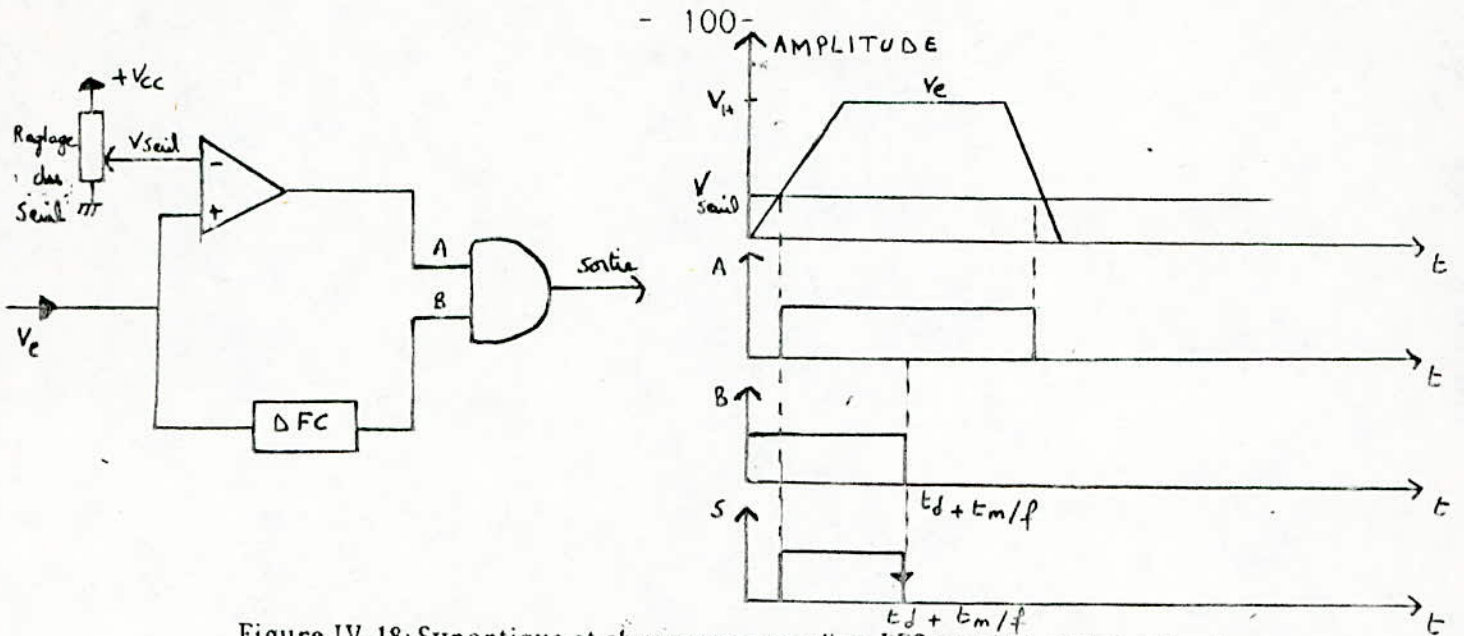


Figure IV-18: Synoptique et chronogramme d'un DFC protégé contre le bruit.

d - Exemple de réalisation.

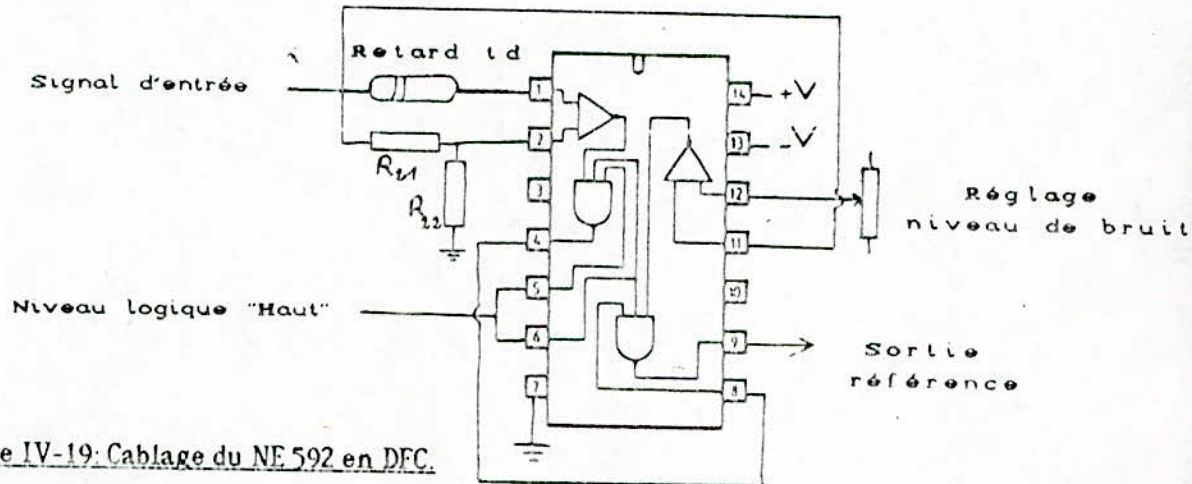


Figure IV-19: Cablage du NE 592 en DFC.

Le NE 522 est un circuit qui comprend deux comparateurs très rapides dont les entrées sont référencées A (entrée non inverseuse) et B (entrée inverseuse). Les comparateurs proprement dits sont associées à des portes nand de validation de sortie.

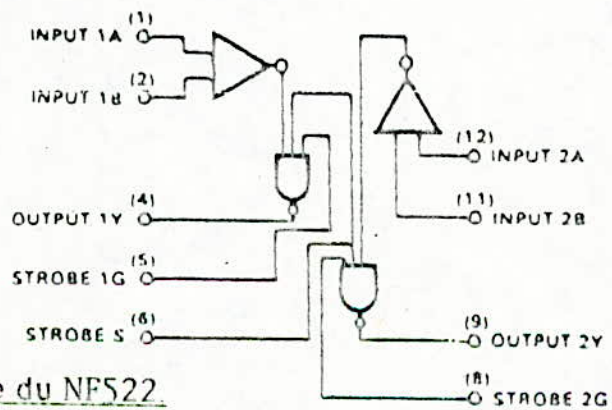


Figure IV-20: Schéma interne du NF522.

IV-Carte de traitement et d'affichage.

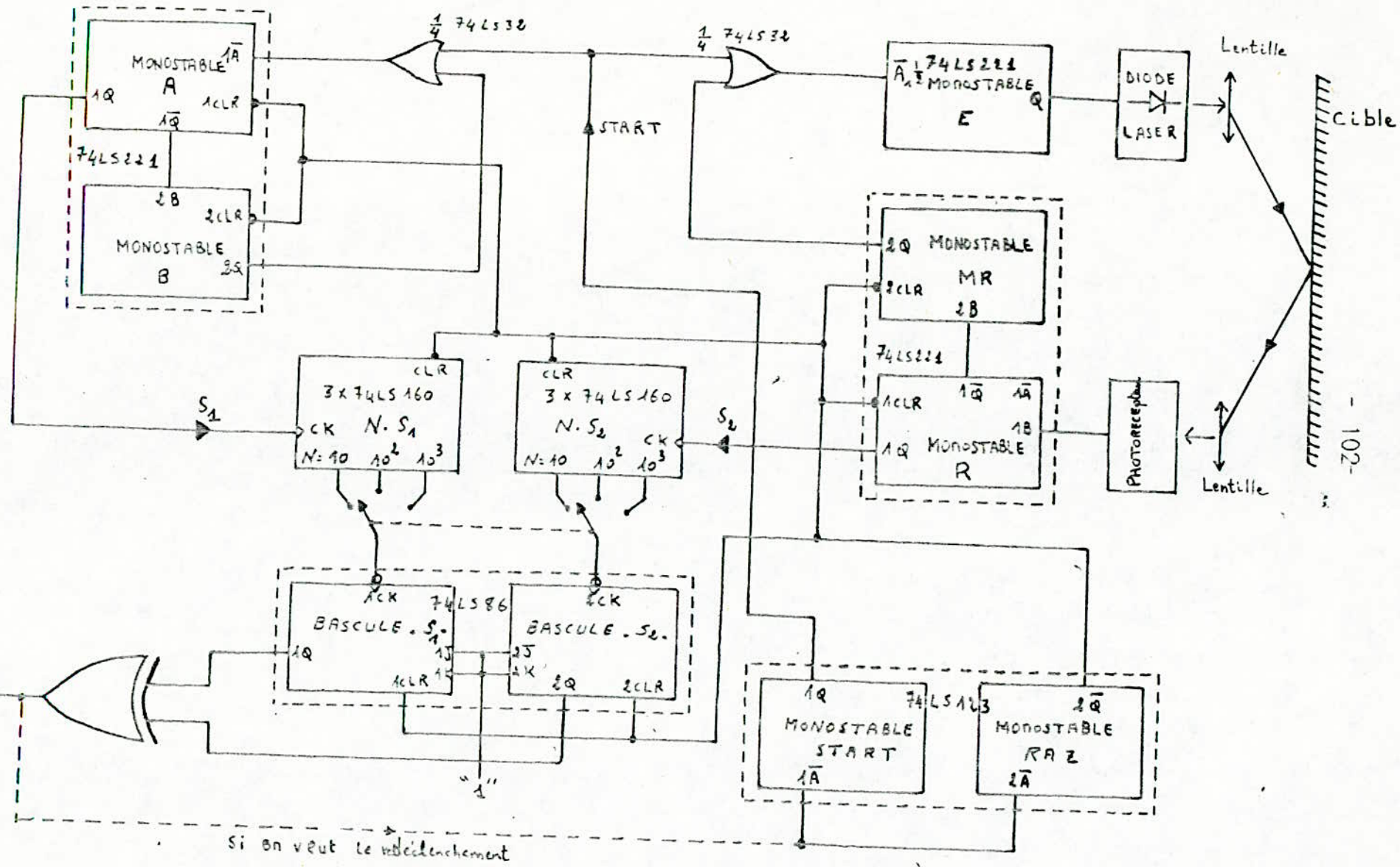
IV-1-Introduction:

Le principe général de la mesure du temps court a été présenté en chapitre II. Pour réaliser la carte permettant d'effectuer l'opération $(N-1)\tau$, on génère deux signaux rectangulaires S_1 et S_2 de période respectivement T et $T+\tau$. Le schéma synoptique est représenté à la (Figure IV-2-1).

Les contraintes les plus importantes à prendre en considération sont:

- Les périodes de deux signaux doivent être très stables.
- Pour pouvoir travailler à l'aide d'un oscilloscope, il faut prévoir une méthode de redéclenchement.
- Il faut que le temps de la mesure donnée par $(N-1)\tau$ soit acceptable.
- Les deux signaux doivent être déclenchés au début, au même moment.

Figure 21 Schéma synoptique de la mesure du temps court.



IV-2-Réalisation du circuit générant le signal S2.

Le signal S2 est généré à l'aide de deux circuits intégrés monostables M et MR (figure IV-22).

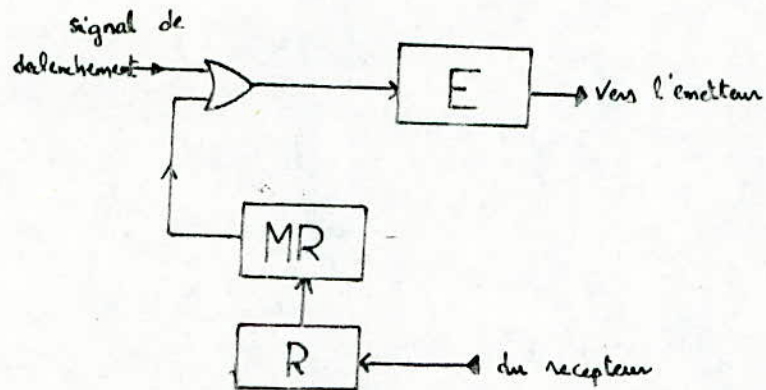


Figure IV-2 2: Schéma synoptique générant le signal S2.

Nous avons fait appel à un circuit intégré le 74 LS 221 (Figure IV-2 3), constitué de 2 multivibrateurs monostables dont les caractéristiques de fonctionnement sont identiques à celles du 74 LS 121.

Chaque multivibrateur possède une entrée de déclenchement sur une transition positive B, et une entrée de déclenchement sur une transition négative A. Après déclenchement, les transitions suivantes sur les entrées A et B sont sans aucun effet sur l'impulsion de sortie.

La durée de l'impulsion de sortie est fonction des composants qui déterminent la constante de temps du monostable et peut être interrompue par l'entrée de remise à zéro prioritaire.

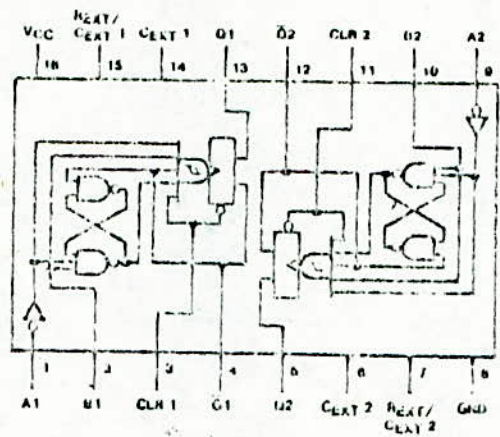


Figure IV-2 3: représentation interne du 74 LS 221.

La table de vérité est représentée à la (figure IV-2 4).

INPUTS			OUTPUTS	
CLEAR	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⌈	⌋
H	↓	H	⌋	⌈
↑	L	H	⌈	⌋

Figure IV-2 4: Table de vérité du 74 LS 221.

Les temps de montée et de descente de l'impulsion sont compatibles TTL

et indépendants de sa durée. D'après les constructeurs, la stabilité en durée de l'impulsion est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation et de la température. Cette stabilité n'est limitée que par la précision des composants externes qui déterminent la constante de temps (Fig.IV-2 5).

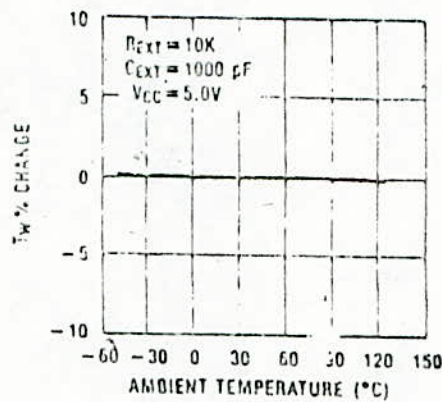


Figure IV-2 5: variation de la durée Tw de l'impulsion de sortie du 74LS 221.

Pour des valeurs de condensateurs variant entre 10 p F et 10 µF et pour des valeurs de résistance variant entre 2 K Ω et 100 KΩ, la durée de l'impulsion est définie par la relation:

$$T_{imp} \approx 0,7 \times R_{ext} \times C_{ext} \quad (1)$$

Pour générer le signal S2, on a adopté le cable suivant : (figure IV-2 6)

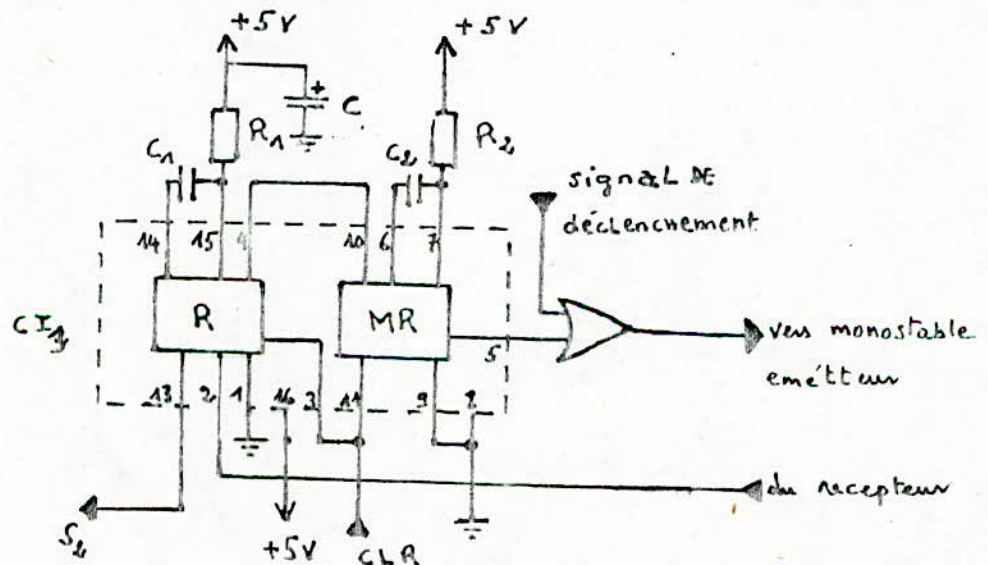


Figure 26 Schéma électrique générant le signal S2

Le chronogramme de fonctionnement est le suivant: (Fig.IV27).

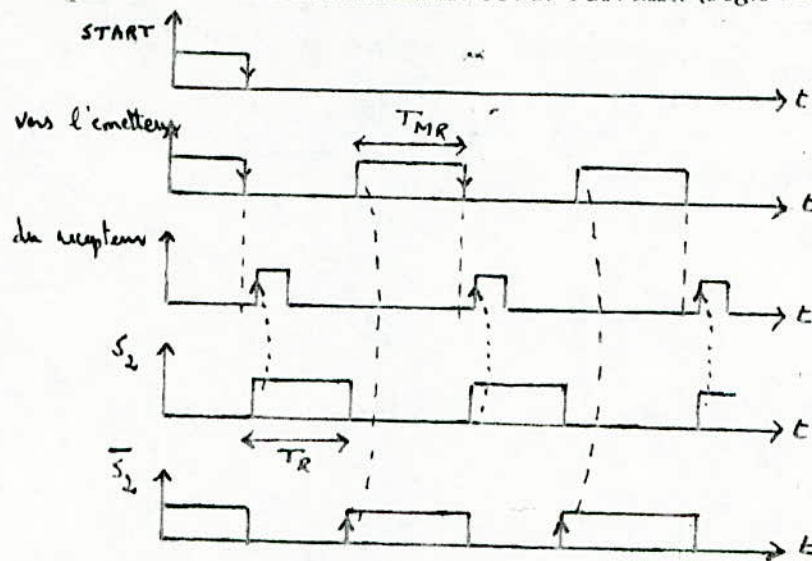


Figure IV-2 7: chronogramme de fonctionnement.

Les caractéristiques électriques du 74 LS 221 sont données en annexe B.

IV-3-Réalisation du circuit générant le signal S1:

Le signal S1 doit avoir les caractéristiques suivantes:

- Une période très stable.
- Une période commandable de façon à compenser les retards du signal

S1.

Pour compenser les dérives du signal S2, le circuit générant le signal S1 est symétrique à celui générant le signal S2 (Figure IV-2 8).

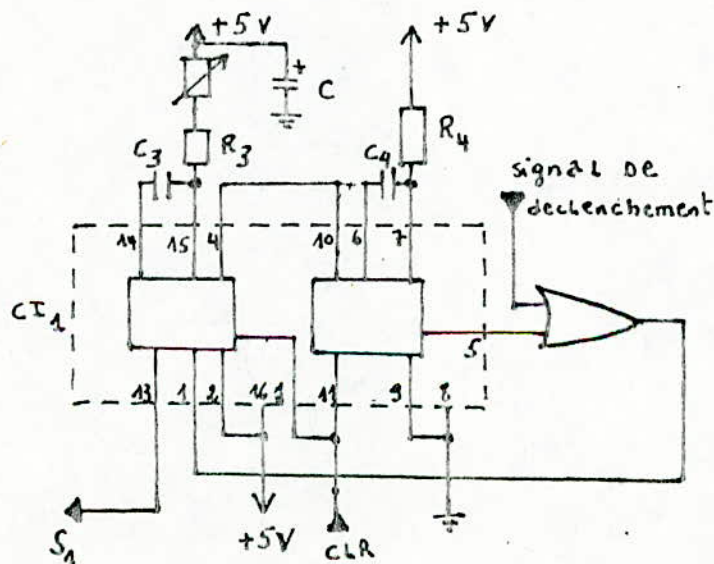


Figure IV-2 8- Schéma électrique générant le signal S1.

Le schéma de la (figure IV-2 8) est distingué de celui de la (figure IV-2 7) par l'existence d'une résistance ajustable (multitours) permettant ainsi de faire varier la période du signal S₁.

IV-4-Choix des valeurs de R et C.

Au début, la fréquence du signal S₁ était de l'ordre de 2 KHz, avec:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 33 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 10 \text{ nF.}$$

Cette fréquence convient généralement avec une diode Laser fonctionnant en mode pulsé.

Les dérives des périodes des signaux S₁ et S₂ étaient très importantes, de l'ordre de 400 (nS), ce qui entraîne des erreurs de la mesure supérieure à la gamme (7 nS jusqu'à 70 nS).

A une fréquence de 22 KHz, les dérives étaient de l'ordre de 100 nS. En montant en fréquence, jusqu'à 800 KHz, on arrive à une dérive de l'ordre de 1 nS.

Pratiquement, on a relevé la courbe exprimant les dérives des périodes des signaux S₁ et S₂ en fonction de la fréquence de travail (Figure IV-2 9).

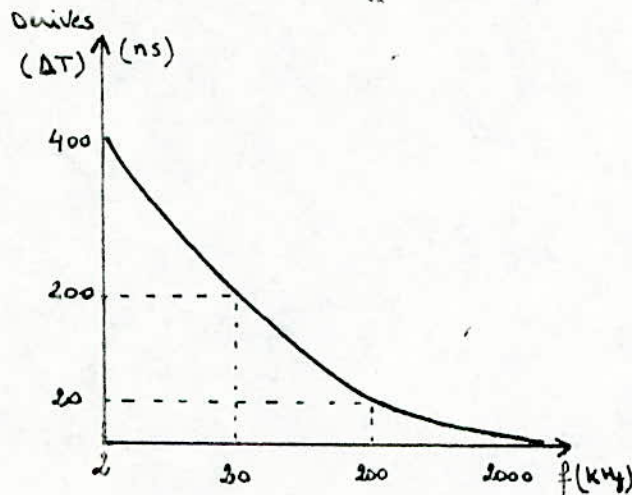


Figure IV 23 dérives du signal S1 en fonction de la fréquence de travail.

Les dérives sont causées principalement par la mauvaise stabilité des résistances et des capacités, et peuvent être minimisées en utilisant des résistances de précision et des capacités plus stables avec la température (capacité en mica ou en verre).

Théoriquement, on a: $T = C \cdot R \cdot C$

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}$$

La loi donnant les valeurs des capacités en fonction de la température est généralement polynomiale:

$$C(t) = C_0 + C_1 t + C_2 t^2 + \dots$$

L'erreur relative sur la résistance est négligeable devant celle de la capacité.

Ainsi:
$$\frac{\Delta T}{T} \approx \frac{\Delta C}{C}$$

Si on prend $\frac{\Delta C}{C} = 1\%$ alors $\Delta T = 0,01 \cdot T$

L'allure de la courbe de la figure IV29 étant justifiée.

A 800KHz, les valeurs des résistances et des capacités sont:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 33 \text{ K}\Omega.$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 22 \text{ pF}.$$

La valeur de la résistance ajustable (multitours) est de 4,7 K Ω .

IV-5-Réalisation de circuits de déclenchement.

Le circuit de déclenchement permet de déclencher les deux signaux S₁ et S₂ au début, au même instant; il est réalisé à l'aide de:

- un circuit intégré monostable 74 LS 123.
- deux portes OR du circuit 74 LS 32.

Le circuit intégré 74 LS 123 comprend deux monostables déclenchables par une tension continue, la durée de l'impulsion est donnée par la relation:

$$T_{imp} [\eta s] = 0,45 \times R_T [\text{K}\Omega] \times C_{ext} [\text{pF}] \quad (2).$$

avec: $4,7 \text{ K}\Omega \leq R_T \leq 260 \text{ K}\Omega.$

$$C_{ext} \geq 1000 \text{ pF}.$$

Pour des valeurs de $C_{ext} < 1000 \text{ pF}$, la valeur de T_{imp} est donnée par une courbe en fixant C_{ext} et R_T .

Le circuit réalisant le déclenchement est le suivant: Figure IV 30

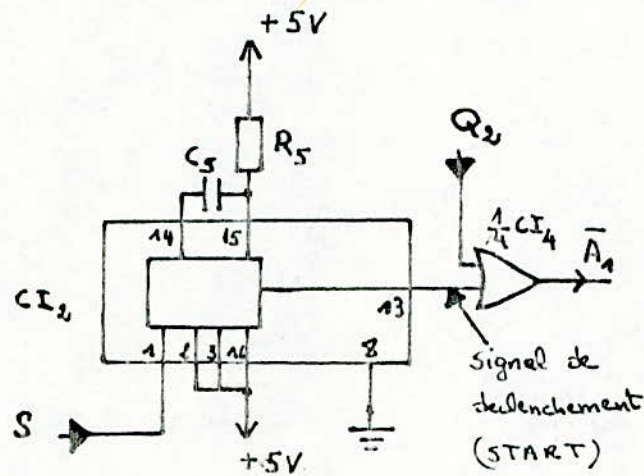


Figure IV-30 Schéma électrique réalisant le déclenchement.

On a choisi: $R_5 = 4,7 \text{ K}\Omega$ et $C_5 = 4,7 \text{ nF}$.

La durée de l'impulsion Start T_{imp} est prise égale à $1 \mu\text{s}$.

IV-6-Réalisation du circuit de remise à zéro.

Pour visualiser le signal S à l'aide d'un oscilloscope, il faut rendre le signal de sortie S périodique.

Le circuit de remise à zéro (Figure 31), combiné au circuit de déclenchement permet de réaliser cette fonction.

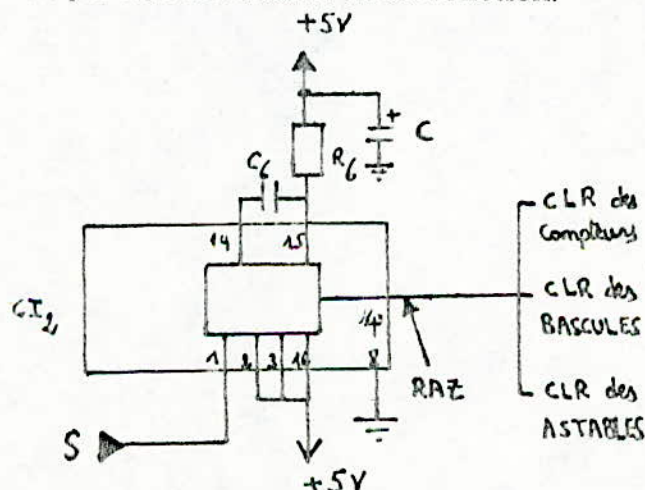


Figure IV-3 1: Schéma électrique réalisant la remise à zéro.

Pour éviter un déclenchement des monostables sur le front montant de l'impulsion RAZ, la durée est égale à 500 (ns).

IV-7- Réalisation du circuit de comptage.

Les deux circuits de comptage permettent de compter le nombre d'impulsions des deux signaux S1 et S2. Arrivés à une valeur $N = 10^n$ avec n un nombre entier choisi par l'utilisateur, chaque compteur délivre une impulsion qui commande les deux bascules JK.

Le circuit intégré 74 L S 160 est un compteur BCD apte aux Systèmes très rapide, la mise à zéro est asynchrone. La broche 15 (sortie de report en cascade) permet de les mettre en cascade et de les utiliser à haute fréquence

Pour faire l'opération $10^i \times \tau$ avec $i = 1 \dots n$, il faut disposer de n compteurs 74 L S 160. Pratiquement n était choisi égal à 4. Le schéma du compteur est le suivant: (Figure IV-3 2)

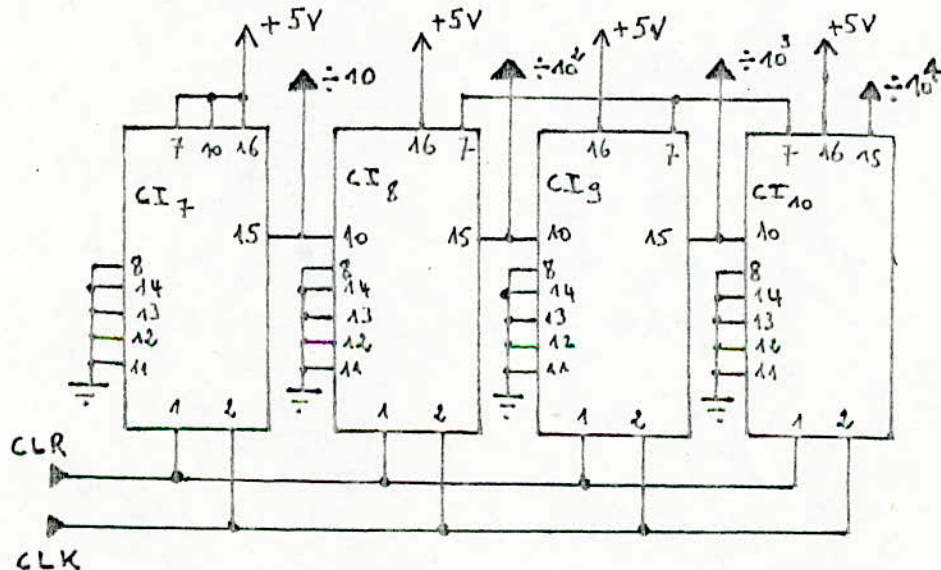


Figure IV-3 2: Schéma électrique du compteur

Plus le nombre n est élevé, plus la précision est bonne et plus le temps de la mesure est grand.

IV-8-Réalisation du circuit délivrant le signal S:

Pour réaliser ce circuit, on utilise:

- deux bascules J K.
- une porte X O R.

Initialement, les deux bascules J K sont au même état logique.

Les deux sorties carry des deux compteurs activent les deux entrées d'horloge des deux bascules. La porte X O R compare les deux signaux délivrés par les deux bascules et délivre le signal S. (Figure IV-3 3).

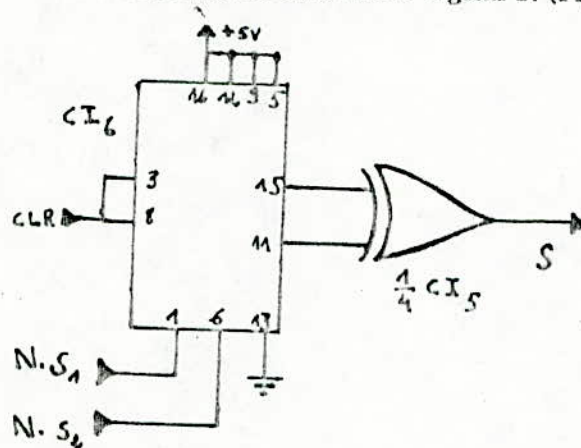


Figure IV-3 3: Schéma électrique délivrant le signal S.

Le chronogramme de fonctionnement est le suivant: (figure IV-3 1).

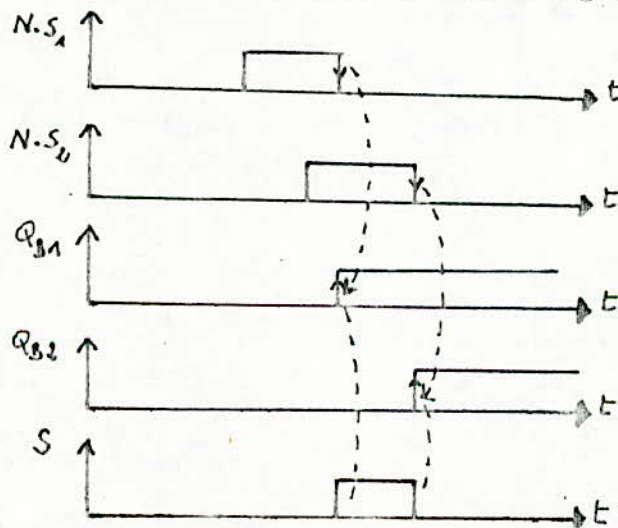


Fig 34. Chronogramme de fonctionnement.

IV-9-Circuit de comptage et d'affichage.

Le circuit de comptage et d'affichage comprend: figure IV- 3- 5:

- une horloge bâtie à l'aide de deux portes NAND.
- un circuit de remise à zéro.
- trois compteurs BCD.
- Trois décodeurs BCD/ 7 segments.
- trois afficheurs à anode commune.

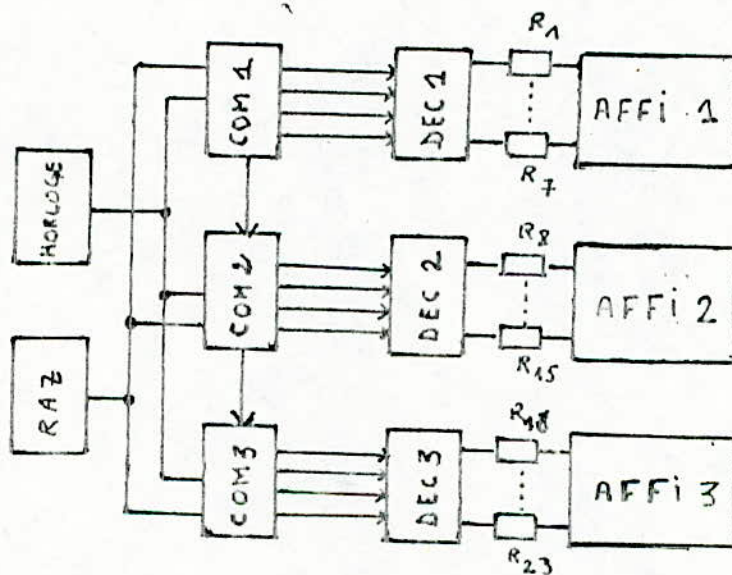


Fig. IV-3 5: Schéma électrique de comptage et d'affichage.

Le passage du signal S à l'état 1 déclenche l'horloge, ainsi que la remise à zéro des compteurs. Au retour à l'état zéro, il bloque l'horloge.

Calcul de la fréquence d'horloge:

$$K T_h = N \tau.$$

K: nombre d'impulsions d'horloge.

N: facteur multiplicateur choisi par l'opérateur.

T_h : période d'horloge.

Pour une distance de 1 m et avec $N = 10^3$, le compteur comptabilise 10 impulsions d'horloge.

$$10 T_h \approx 7 (\mu S)$$

$$\Rightarrow f_h = \frac{1}{T_h} \approx 1,5 \text{ (MHz)}$$

La résistance variable permet d'ajuster la période d'horloge. Le cablage du compteur est identique à celui proposé au point 7 sauf que dans ce cas les sorties QA..QD attaquent les entrées A..D du circuit décodeur 7 segments 74 LS 47.

La référence des afficheurs à anode commune est: CQY 84.

IV-10- Mesures effectuées sur la carte.

Les mesures sur le circuit ont été effectuées à l'aide du matériel suivant:

- Un oscilloscope Philips dont la bande passante est de 60 MHz, ce qui correspond à un temps de montée de 5,8 ns . La position inférieure extrême de la base de temps est de 10 ns/ Division.

- Une sonde Philips possédant un temps de montée de 1,5 ns.

Pour tester la carte, on a utilisé des fils de cuivre de 1,60 m de longueur et de 1 mm de diamètre, chaque fil correspond à une unité. Les résultats sont présentés dans le tableau IV-1.

Le schéma synoptique permettant le test de la carte est le suivant fig IV -36-

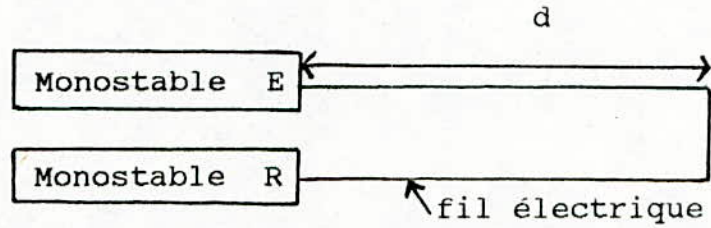


Fig IV -36- Schéma de test de la carte

Distance d (m)	Temps Théorique (ns)	Lecture sur Oscilloscope $N=10^3$ (μs)	Affichage Numérique
0.8	5.3	5.1	0.7
1.6	10.6	10.2	1.6
2.4	15.9	15.4	2.3
3.2	21.3	20.9	3.3
4.0	26.5	25.8	4.1
4.8	31.8	32.2	4.8

Tableau IV -1: Résultats des mesures effectuées sur la carte

On trouvera à l'annexe D le schéma général du dispositif ainsi que la liste des composants utilisés

IV -11-CONCLUSION.

En comparant les retards théoriques au retards après multiplication par 10^3 , on voit que le dispositif présente une loi linéaire et une erreur inférieure à 1(ns). Le graphe de la figure IV -37- donne l'allure de la courbe théorique et celle relevée pratiquement.

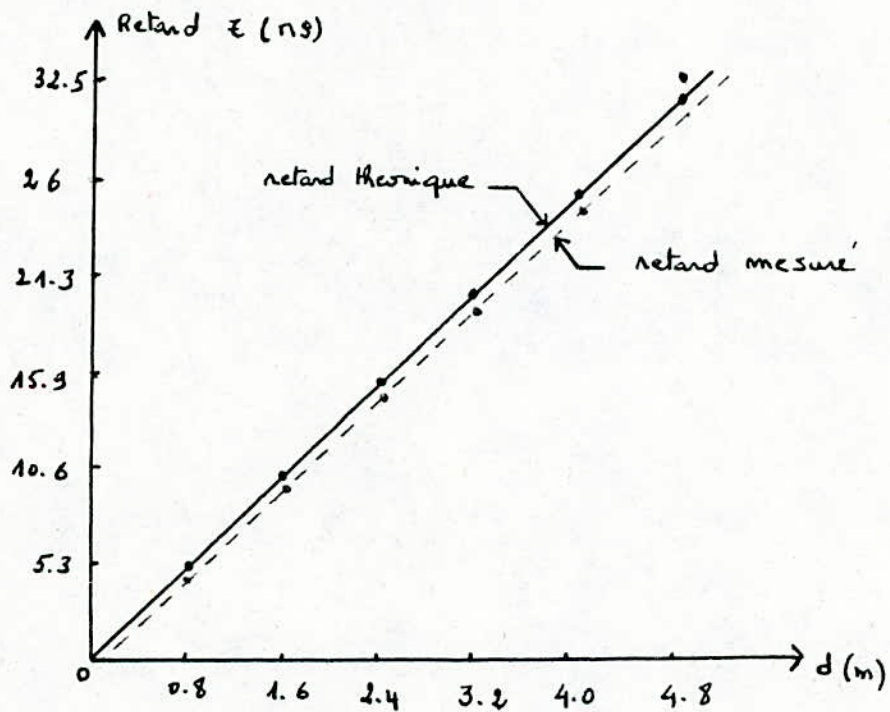


fig IV . 37. allure de la courbe théorique et celle relevée pratiquement.

Conclusion generale

Notre projet a consisté à l'étude et à la conception d'un télémètre laser impulsionnel ayant pour caractéristiques:

- une portée d'une dizaine de mètres
- respectant les normes de sécurité visuelles
- un coût faible
- une précision acceptable

Après une étude des principaux dispositifs télémétriques, nous avons montré que le télémètre impulsionnel présente, dans la gamme de mesure qui nous intéresse, un assez bon compromis, à savoir:

- L'économie des moyens mis en jeu (comparée aux autres techniques)
- Cible quelconque
- L'extension facile aux gammes de distances élevées
- La précision acceptable
- La rapidité de mesure

Nous avons proposé une méthode numérique originale pour la mesure du temps de transit (temps court) qui permet à la fois de faire la mesure, le moyennage et l'affichage de la distance; et possède les caractéristiques essentielles suivantes:

- Utilisation des composants électroniques standards (non spécifiques).
- Possibilité d'intégration (en circuit Asic).
- Enfin, la précision est acceptable et peut être améliorée.

Notons que pendant la réalisation de notre projet, nous avons rencontré des difficultés dûes essentiellement à:

- La diode laser non disponible. Nous l'avons remplacé par une LED IR type CQY89 qui engendre une atténuation importante pour des cibles diffusantes et qui par conséquent nous a contraints à utiliser une cible coopérative.

- Difficulté de l'alignement optique d'émission/réception.

Enfin, nous pensons que notre réalisation peut être améliorée par:

- La conception d'un dispositif optique performant qui améliore le bilan de liaison.

- L'utilisation d'un DFC dans la chaîne de mesure pour lequel il faut faire un bon choix du circuit comparateur, car c'est cet élément de la chaîne de mesure qui conditionne, pour la plus grande part, les performances du télémètre.

Enfin, nous pouvons affirmer que le travail réalisé, dans le cadre de ce projet, nous a été très bénéfique car il nous a permis, en particulier d'améliorer nos connaissances en optoélectronique.

BIBLIOGRAPHIE:

- [1]-BAYADROUN A., La télémétrie, Rapport de stage, DEA.
- [2]-BENSETTI M. et BERNAK A., Etude de réalisation d'un télémètre IR, thèse d'ingénieur, ENP, 1993.
- [3]-BATEL N., Focalisation automatique du laser CO₂, Thèse de magister, ENP, 1992
- [4]-FRACY, Application des lasers, Masson, 1992.
- [5]-THOMSON-CSF, Semi-conducteur professionnel, éléments discrets, Tome 1, 1971.
- [6]-ESTEVEZ F., Robots construction, programmation, SEBEX, Paris, 1985.
- [7]-BESSON, Aide mémoire d'électronique.
- [8]-MAILLET H., Le laser, principe et techniques d'application, Techniques et documentation Lavoisier, Paris, 1990.
- [9]-HINI R., Etude et réalisation de circuit pour un télémètre laser, thèse magister, ENP, 1993.
- [10]-MAK KAY, Laser, ENAL, 1988.
- [11]-KAISTO I, J. KOSTAMOVAARA, MANNINENM., R.MYLLYLA, Optical range finder for 1.5-10 m distances, Applied optics, Vol 22, N°20, pp.3258-3264, October 1983.
- [12]-AHOLA R.,MYLLYLA R., A time of flight laser receiver for moving objects, IEEE transaction on instrumentation and measurement, Vol IM-35, n° 2,pp

216-221, Juin 86.

[13]-PORAT D.I, Review of Subnanosecond time interval measurement, IEEE transactions on Nuclear Science, Vol. NS-20,N°5, pp.36-51, October 1973.

[14]-HORWITZ P., The art of Electronics, MC GRAWHill, 1990.

[15]-MAILLET H., Sécurité Laser, Technique de l'ingénieur, E2715.

[16]- THIERY, Modélisation de fonctions optoélectroniques appliquées à la télémétrie laser par déphasage, thèse de Doctorat en Electronique , Institut des Sciences appliquées de Toulouse, 1992.

[17]-ALLOUI A., Etude et réalisation d'un système IR de détection d'obstacles à images automobiles, thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier , Toulouse, 1991.

[18]-AMMON G et RUSSEL S., A laser tracking and ranging system, applied optics, vol. 9, N° 10, pp.2256-2260, Octobre, 1970.

[19]-PHIPS DATA HANDBOOK, Semiconducteur 58 b, optoelectronic devices.

[20]-GOUALI M. et FOLCKE G., Ligne de transmission sur fibre optique, Revue technique Thomson CSF, juin 1985.

[21]-ORSAY A. et G. HEPNER, Les lasers et leurs applications, Masson, Paris, 1980.

ANNEXES

ANNEXE A:

Le tableau I donne les valeurs de EMP pour l'oeil dans l'intervalle spectral 400 à 1400 nm. Ces valeurs d'EMP sont établies, par commodité, au niveau de la cornée bien qu'il s'agisse d'un risque de lésion sur la rétine.

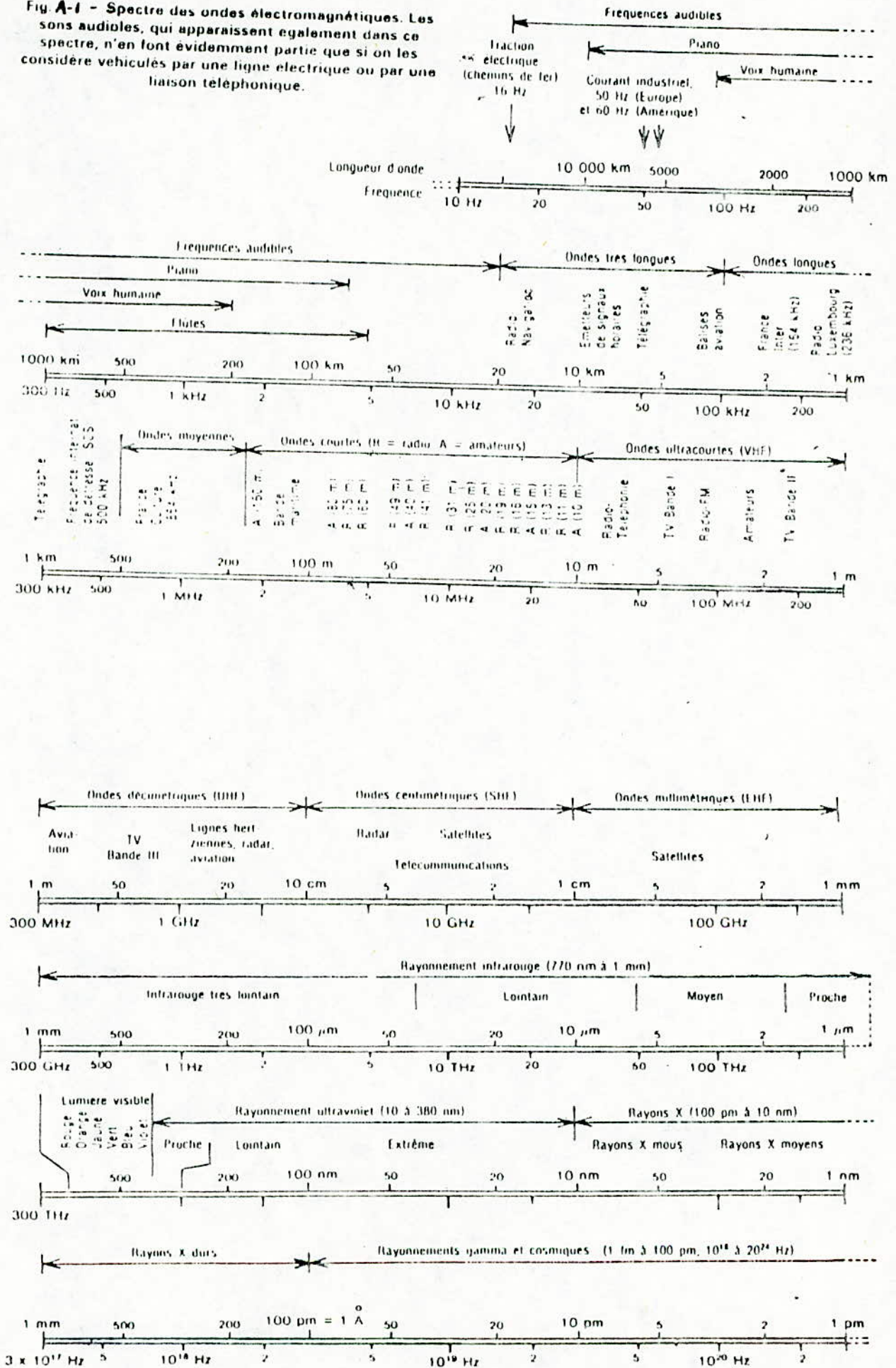
Il semble y avoir une certaine homogénéité dans le tableau I, les valeurs d'EMP sont parfois exprimées en exposition énergétique ($J \cdot m^{-2}$), parfois en éclairement énergétique ($W \cdot m^{-2}$). Cette dualité correspond à une réalité physique. La température obtenue par absorption d'énergie dépend de la puissance pour des expositions très longues ou très courtes, et de l'énergie dans les durées intermédiaires. On ne peut donc ramener toutes les valeurs à une seule et même unité.

Tableau I. — Exposition maximale permise de l'œil au rayonnement laser direct (vision directe dans le faisceau) dans l'intervalle spectral 400 à 1400 nm (d'après la publication 825 de la Commission Électrotechnique Internationale).

Durée d'exposition t (s)	Longueur d'onde λ (nm)						
	< 10 ⁻⁹	10 ⁻⁹ à 1,8 × 10 ⁻⁸	1,8 × 10 ⁻⁸ à 5 × 10 ⁻⁸	5 × 10 ⁻⁸ à 10	10 à 10 ³	10 ³ à 10 ⁴	10 ⁴ à 3 × 10 ⁴
400 à 850	5 × 10 ⁶ W.m ⁻²	5 × 10 ⁻³ J.m ⁻²	18 t ^{0,75} J.m ⁻²		100 J.m ⁻²		10 ⁻² W.m ⁻²
550 à 700			18 t ^{0,75} J.m ⁻² (si t < T ₂)		C ₃ × 10 ² J.m ⁻² (si t > T ₂)		C ₃ × 10 ⁻² W.m ⁻²
700 à 1050	5 × C ₄ × 10 ⁶ W.m ⁻²	5 × 10 ⁻³ × C ₄ J.m ⁻²	18 × C ₄ t ^{0,75} J.m ⁻²			3,2 × C ₄ W.m ⁻²	
1050 à 1400	5 × 10 ⁷ W.m ⁻²	5 × 10 ⁻² J.m ⁻²		90 × t ^{0,75} J.m ⁻²		16 W.m ⁻²	

C₃ = 10^{0,015 λ - 550} pour 550 nm < λ < 700 nm.
 C₄ = 10^{λ - 700/500} pour 700 nm < λ < 1050 nm.
 T₂ = 10 × 10^{0,02 λ - 550} pour 550 nm < λ < 700 nm.

Fig. A-1 - Spectre des ondes électromagnétiques. Les sons audibles, qui apparaissent également dans ce spectre, n'en font évidemment partie que si on les considère véhiculés par une ligne électrique ou par une liaison téléphonique.



ANNEXE B:

I- Caractéristiques de la diode IR CQY89A



GaAs LIGHT EMITTING DIODE

Epitaxial gallium arsenide light emitting diode intended for remote-control applications. It emits radiation in the near infrared when forward biased. Infrared translucent epoxy encapsulation (dark blue). Combination with the photo p-i-n diode BPW50 is recommended.

QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	5 V
Forward current (d.c.)	I_F	max.	130 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ C$	P_{tot}	max.	215 mW
Junction temperature	T_J	max.	100 $^\circ C$
Radiant intensity (on-axis) static (at d.c. condition) $I_F = 100$ mA	CQY89A CQY89A-1 CQY89A-2	I_e I_e I_e	min. min. min.
			9 mW/sr 12 mW/sr 15 mW/sr
dynamic (at pulse condition) $I_{FM} = 100$ mA; $t_p = 0,5 \mu s$; $\delta = 0,5$		I_{eD}	typ. 0,3 I_e
Wavelength at peak emission	λ_p	typ.	930 nm

MECHANICAL DATA

Fig. 1 SOD-63B2.

Dimensions in mm

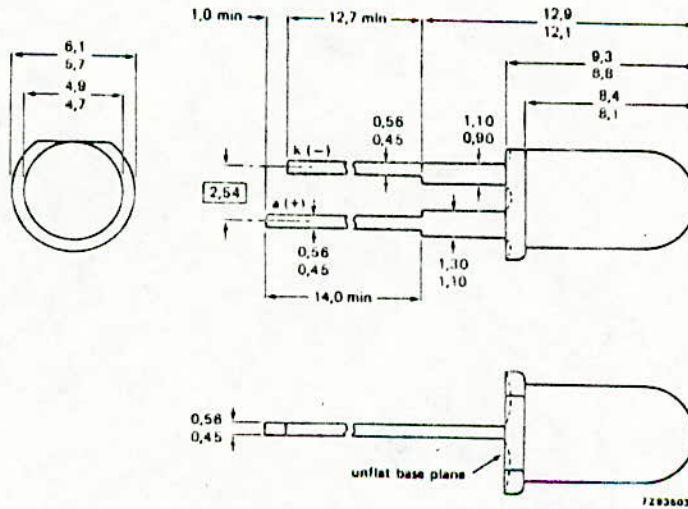
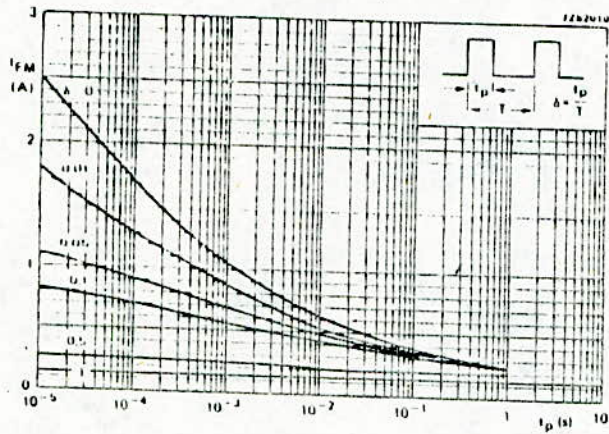


fig - 1 - Données mécaniques



$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}; T_j \text{ peak} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}.$

fig - 2 - Courant dans la diode en fonction de la durée d'excitation

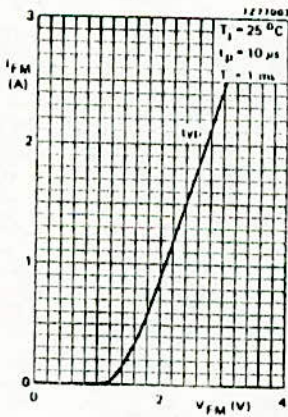
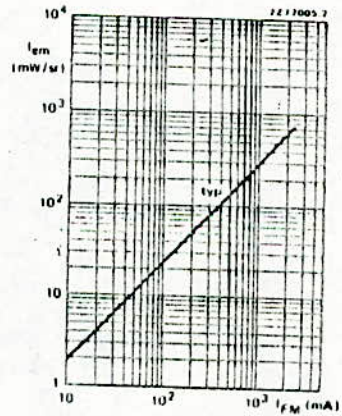


fig - 3 - Caractéristique dynamique de la diode



$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}; t_p = 10\text{ }\mu\text{s}; T = 1\text{ ms}.$

fig - 4 - Puissance lumineuse en fonction de la longueur d'onde

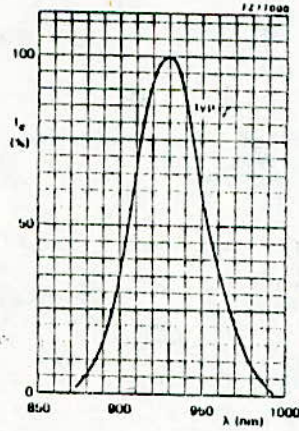
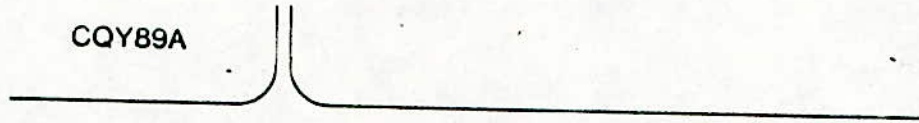


fig - 5 - Puissance lumineuse en fonction de la longueur d'onde

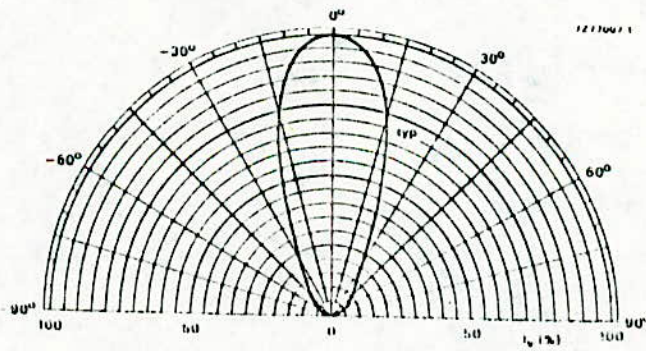


fig - 6 - Diagramme de rayonnement de la diode

II- Caractéristiques de la photodiode BPW50



BPW50

HIGH-SPEED SILICON PHOTO P-I-N DIODE

The BPW50 is optimized for applications with remote control systems. Combination with IR emitter diode CQY89A-2 or CQW89A is recommended. If combined with high-speed IR emitting diode CQW89A, carrier frequencies of up to 1 MHz can be applied.

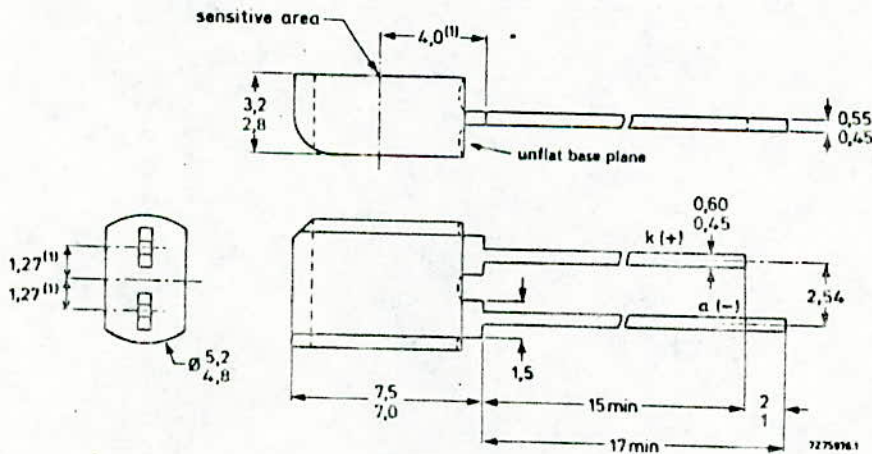
QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	32 V
Total power dissipation up to $T_{amb} = 47,5\text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	150 mW
Junction temperature	T_j	max.	100 $^\circ\text{C}$
Dark reverse current $V_R = 10\text{ V}; E_e = 0$	$I_{R(D)}$	<	30 nA
Light reverse current $V_R = 5\text{ V}; E_e = 1\text{ mW/cm}^2; \lambda = 930\text{ nm}$	$I_{R(L)}$	>	30 μA
Wavelength at peak response $V_R = 5\text{ V}$	λ_p	typ.	930 nm
Sensitive area	A	typ.	5 mm ²

MECHANICAL DATA

Fig. 1 SOD-67.

Dimensions in mm



(1) Reference for the positional tolerance of the sensitive area.

fig - 1 - Données mécaniques

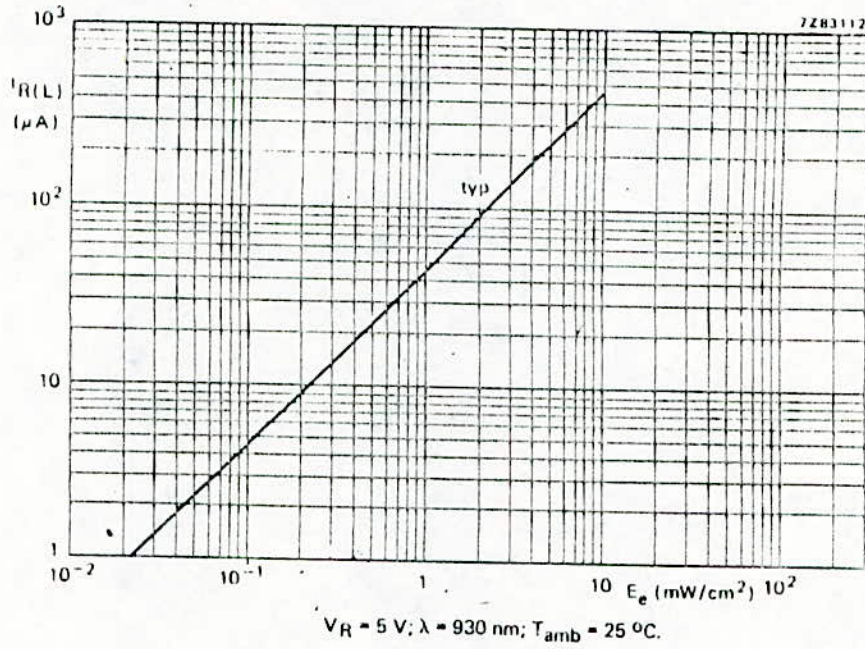


fig - 2 - Sensibilité de la photodiode

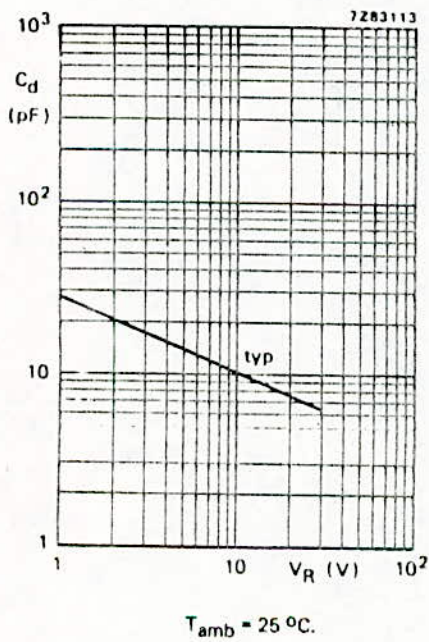


fig - 3 - Capacité de la photodiode en fonction de la tension de polarisation

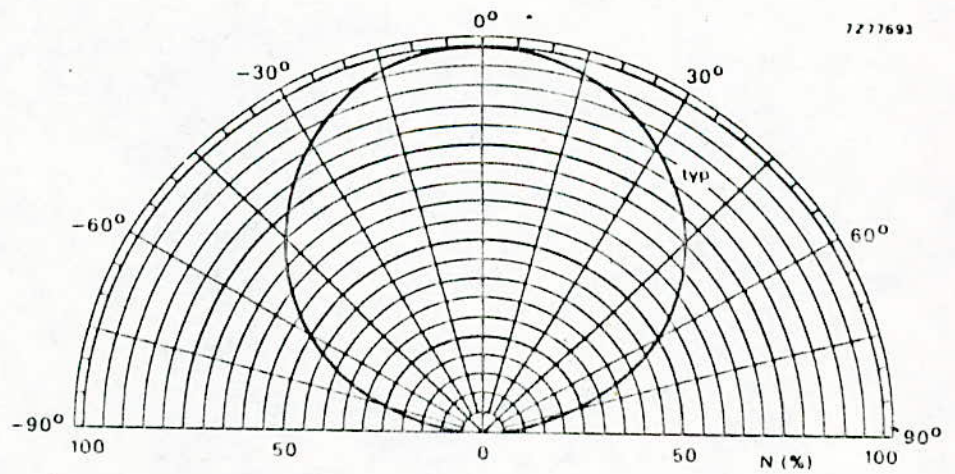


fig - 4 - Diagramme de rayonnement de la diode

III- Caractéristiques du transistor 2N2368

(mesures en impulsions)
(pulse tests)

2N 2368

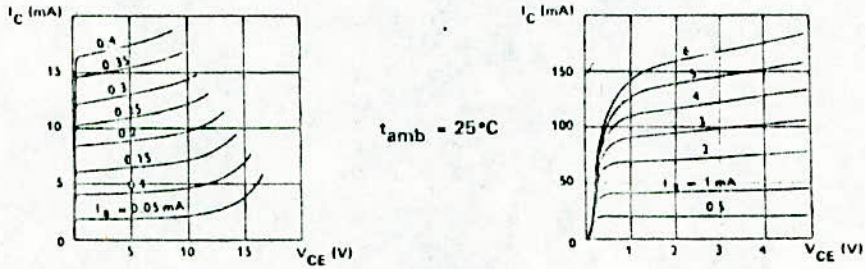


fig - 1 - Caractéristique $I_e=f(V_{CE})$

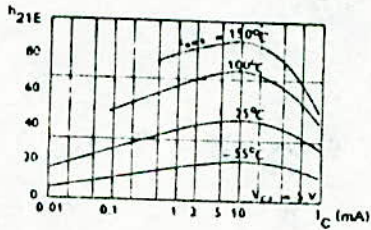


fig - 2 - Caractéristique $h_{21E}=f(I_C)$

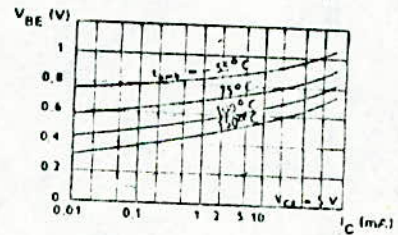


fig - 3 - Caractéristique $V_{BE}=f(I_C)$

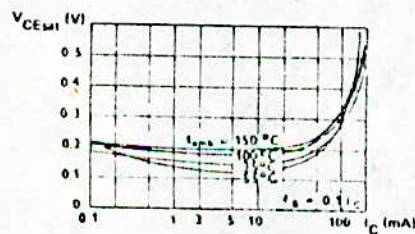


fig - 4 - Caractéristique $V_{CESat}=f(I_C)$

VI- Caractéristiques du circuit intégré monostable 74LS221

SSI		DM54/DM74121, LS221 One Shot									
Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)											
Parameter	Conditions	DM54/74			DM74/74			Units			
		Min	Typ (1)	Max	Min	Typ (1)	Max				
V _{T1}	Positive-Going Threshold Voltage at A Input	V _{CC} = Min		1.4	2		1.0	2	V		
V _{T1}	Negative-Going Threshold Voltage at A Input	V _{CC} = Min		0.8	1.4		0.8	1.0	V		
V _{T1}	Positive-Going Threshold Voltage at B Input	V _{CC} = Min		0.8	1.4		0.8	1.0	V		
V _{T1}	Negative-Going Threshold Voltage at B Input	V _{CC} = Min		1.55	2		1.0	2	V		
V _{T2}	Positive-Going Threshold Voltage at A Input	V _{CC} = Min		0.8	1.35		0.8	0.9	V		
V _{T2}	Negative-Going Threshold Voltage at A Input	V _{CC} = Min		0.8	1.35		0.8	0.9	V		
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min		I _I = -12 mA		-1.5			V		
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min		I _I = -10 mA				-1.6	V		
I _{OH}	High Level Output Current	V _{CC} = Min		I _{OH} = -400 μA		-400			μA		
V _{OH}	High Level Output Voltage	V _{CC} = Min		I _{OH} = -400 μA		DM54	2.4	3.4	2.6	3.4	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	V _{CC} = Min		I _{OH} = -400 μA		DM74	2.4	3.4	2.7	3.4	V
I _{OL}	Low Level Output Current	V _{CC} = Min		I _{OL} = 16 mA		16			1	mA	
I _{OL}	Low Level Output Current	V _{CC} = Min		I _{OL} = 16 mA		16			8	mA	
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min		I _{OL} = 4 mA				0.25	0.4	V	
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min		I _{OL} = 0 mA		DM74		0.35	0.6	V	
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min		I _{OL} = 16 mA				0.2	0.4	V	
I _I	Input Current at Maximum Input Voltage	V _{CC} = Max		V _I = 6.5 V		1			0.1	mA	
I _I	Input Current at Maximum Input Voltage	V _{CC} = Max		V _I = 7 V					0.1	mA	
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max		V _O = 2.4 V		A1 or A2	40			μA	
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max		V _I = 2.7 V		B	80			μA	
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = Max		V _I = 2.7 V		All	20			μA	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4 V		A1 or A2		-1.0			-4	nA	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4 V		B		-3.2			-8	nA	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4 V		Clear		N/A			-0.8	nA	
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (2)		DM54		-20		-65	-20	mA	
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (2)		DM74		-18		-65	-20	mA	
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = Max		Quiescent		13		25	4.7	11	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = Max		Triggered		23		40	19	27	mA

Note 1: All typical values are V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

Note 2: Test more than one output should be allowed at a time, and for DM54LS221-DM74LS221, duration of short circuit should not exceed 100 ns.

fig -1 - Caractéristiques électriques du 74LS221

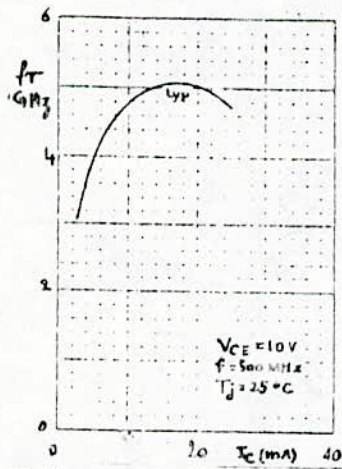
Switching Characteristics: $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$

Parameter	From (Input)	To (Output)	DM54-74		LS21		DM54-74		LS21		Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Propagation Delay Time, High-Level Output	A1 or A2	Q	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			45	70	45	70	45	70	45	70	ns
			25	55	25	55	25	55	25	55	ns
			50	80	50	80	50	80	50	80	ns
			40	65	40	65	40	65	40	65	ns
Propagation Delay Time, High-Level Load Output	A1 or A2	Q	Conditions: CE _L = 15 pF, RL = 400 Ω, CL = 15 pF, RL = 240 Ω								
			70	110	70	110	70	110	70	110	ns
			30	50	30	50	30	50	30	50	ns
			700	500	700	500	700	500	700	500	ns
			6	7	6	7	6	7	6	7	ns
Output Pulse Width	A1, A2 or B	Q or \bar{Q}	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF, CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			50		50		50		50		ns
			N.A.		N.A.		N.A.		N.A.		ns
			1		1		1		1		ns
			1		1		1		1		ns
Rise Time	A1, A2 or B	Q or \bar{Q}	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF, CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			0	1000	0	1000	0	1000	0	1000	ns
			N.A.		N.A.		N.A.		N.A.		ns
Falling Time	A1, A2 or B	Q or \bar{Q}	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF, CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			0	1000	0	1000	0	1000	0	1000	ns
			N.A.		N.A.		N.A.		N.A.		ns
Setup Time	A1, A2 or B	Q or \bar{Q}	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF, CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			0	1000	0	1000	0	1000	0	1000	ns
			N.A.		N.A.		N.A.		N.A.		ns
Hold Time	A1, A2 or B	Q or \bar{Q}	Conditions: CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF, CEAT = 50 pF, FEAT = 240 pF								
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	ns
			0	1000	0	1000	0	1000	0	1000	ns
			N.A.		N.A.		N.A.		N.A.		ns

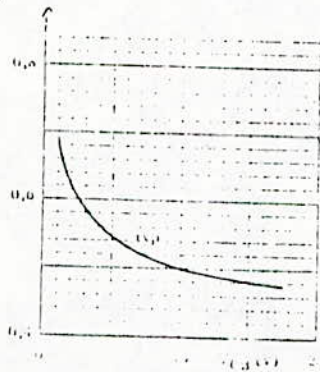
Note 1: Use 100 ohm series resistor at Data Inputs.

fig - 2 - Caractéristiques de commutation du 74LS221

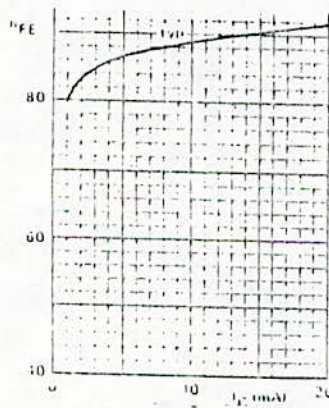
IV- Caractéristiques du transistor BFR 90



Variation de la fréquence de transition f_r du BFR 90 en fonction du courant de collecteur I_c



Variation de la capacité collecteur base C_c du BFR 90 en fonction de la tension collecteur-base V_{bc}



Variation du gain en courant h_{FE} du BFR 90 en fonction du courant de collecteur I_c

V- Caractéristiques du circuit intégré NE.592

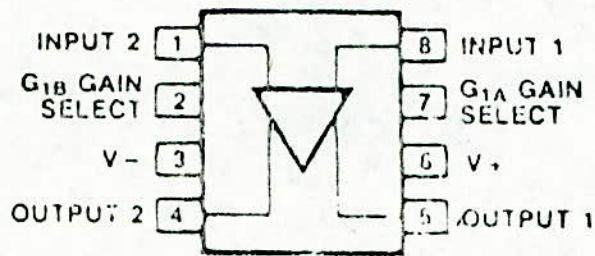


fig-1 - Schéma interne du NE 592

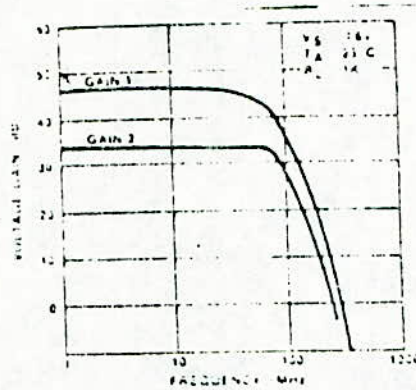


fig-2 - Variation des configurations gain 1 et gain 2 avec la fréquence

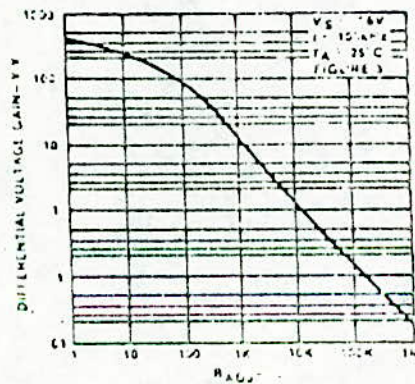


fig-3 - Variation du gain avec RADJ

ANNEXE C:

ADAPTATION D'UNE LENTILLE A UN COMPOSANT OPTOELECTRONIQUE

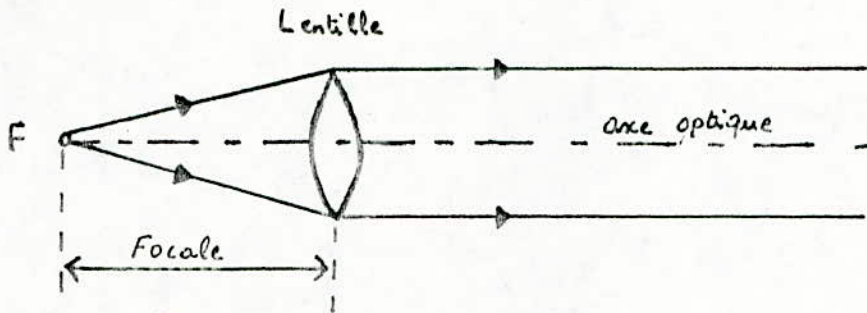


Fig. 1: Comment rendre parallèle un faisceau optique à l'aide d'une lentille convergente (loupe).

Bien qu'invisibles, les rayons infrarouges obéissent aux lois de l'optique tout comme la lumière.

La fig. 1 montre qu'une lentille convergente peut, si elle est parfaitement positionnée, rendre parallèle un faisceau divergent de rayons.

Grace au diagramme de rayonnement du photosemiconducteur, on obtient θ l'angle de rayonnement à demi-intensité, la connaissance de θ nous permet de choisir la lentille qui s'adapte au photosemiconducteur.

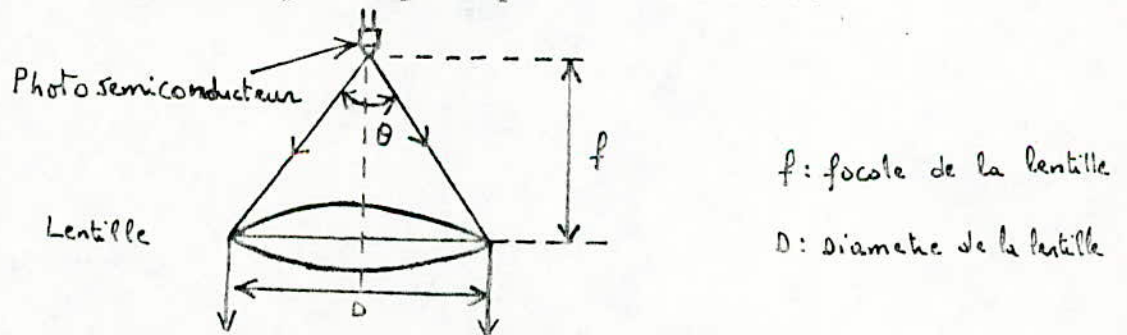


Fig. 2: Adaptation d'une lentille à un photosemiconducteur.

La fig. 2 montre qu'on perdra de la puissance si la lentille choisie ne vérifie pas la condition suivante:

$$D > f \operatorname{tg} \theta/2$$

ANNEXE D:

Liste des composants et schéma général:

Circuits intégrés:

CI1 : 74LS221	CI13 : 74LS160
CI2 : 74LS123	CI14 : 74LS160
CI3 : 74LS221	CI15 : 74LS500
CI4 : 74LS32	CI16 : 74LS123
CI5 : 74LS86	CI17 : 74LS160
CI6 : 74LS76	CI18 : 74LS160
CI7 : 74LS160	CI19 : 74LS160
CI8 : 74LS160	CI20 : 74LS47
CI9 : 74LS160	CI21 : 74LS47
CI10 : 74LS160	CI22 : 74LS47
CI11 : 74LS160	CI23 : 74LS221
CI12 : 74LS160	CI24 : NE592
	CI25 : NE522

Transistors:

T1 : BFR 90	T4 : BFR 90
T2 : BFR 90	T5 : 2N2368
T3 : BFR 90	T6 : 2N2368

Résistances:

Rf : 5 K Ω	R10 : 1,2 K Ω
R1 : 33 K Ω	R11 : 120 Ω
R2 : 33 K Ω	R12 : 1,4 K Ω
R3 : 33 K Ω	R13 : 120 Ω
R4 : 33 K Ω	R14 : 100 K Ω
R5 : 47 K Ω	R15 : 510 Ω
R6 : 13 K Ω	R16 : 1,2 K Ω

R7 : 2,2 K Ω

R8 : 4,7 K Ω

R9 : 22 K Ω

R21 : 200 Ω

R22 : 47 Ω

R17 : 1,2 K Ω

R18 : 33 K Ω

R19 : 30 K Ω

R20 : 120 Ω

Résistances ajustables (multitours):

AJ1 : 4,7 K Ω

AJ2 : 4,7 K Ω

AJ3 : 2,2 K Ω

Condensateurs:

C1 : 22 pF

C2 : 22 pF

C3 : 22 pF

C4 : 22 pF

C5 : 4,7 nF

C6 : 4,7 μ F

C7 : 0,22 nF

C8 : 1 nF

C9 : 10 μ F

C10 : 2,2 pF

C11 : 1 nF

C12 : 1 nF

C13 : 0,1 μ F

C14 : 1 μ F

C15 : 1 μ F

C16 : 22 pF

C17 : 10 nF

C18 : 220 μ F

C19 : 1 μ F

Diodes:

D1 : CQY89A

D2 : BPW 50

D3 : BAT 85

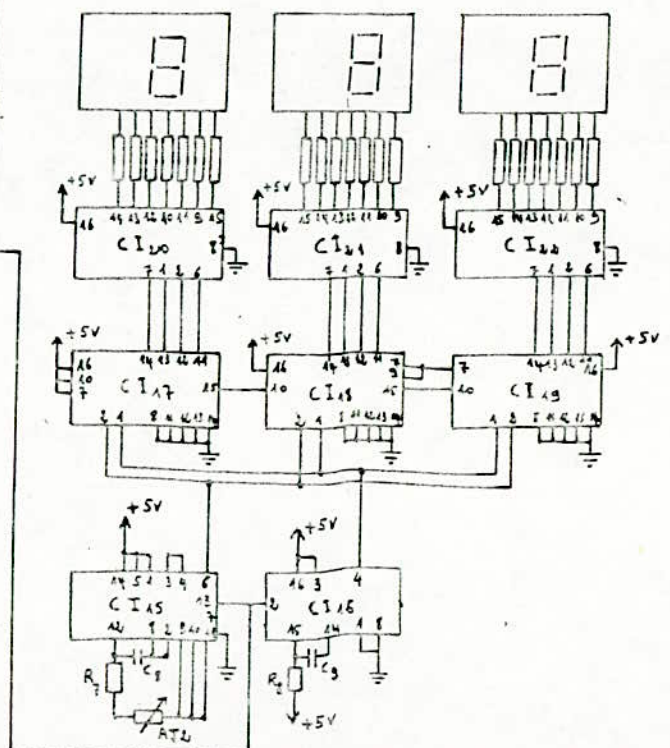
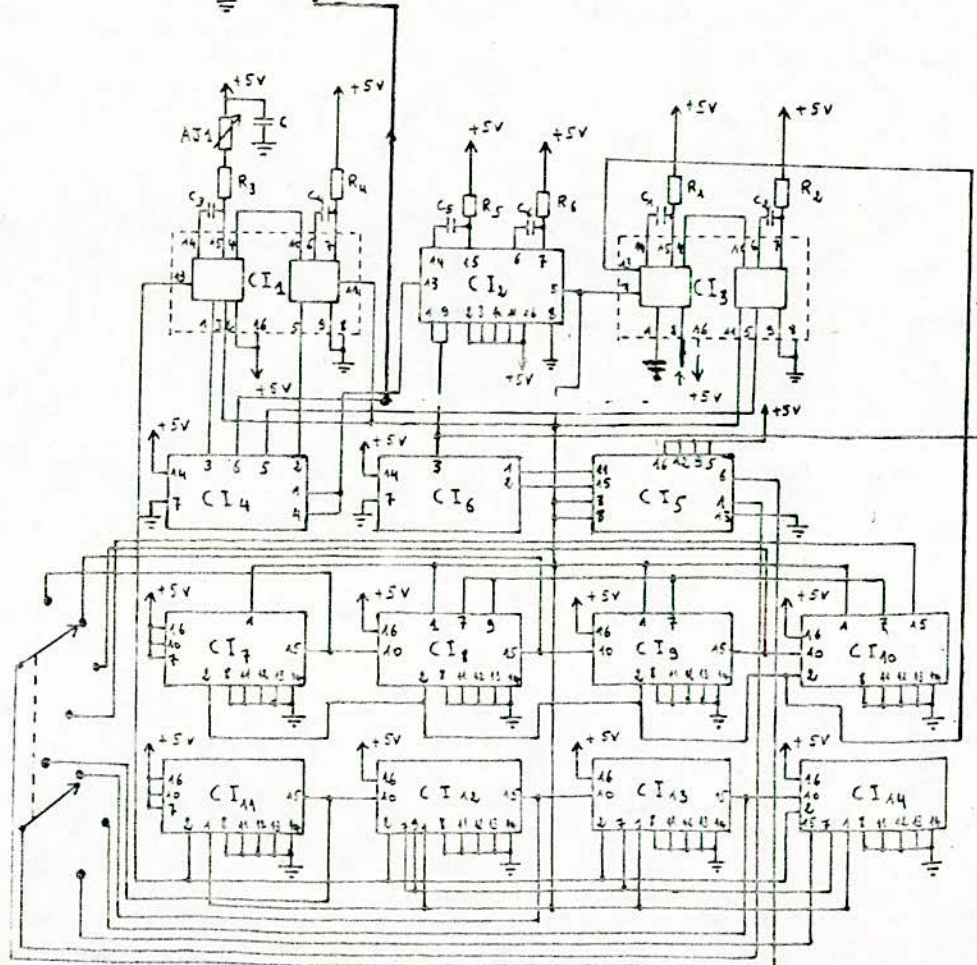
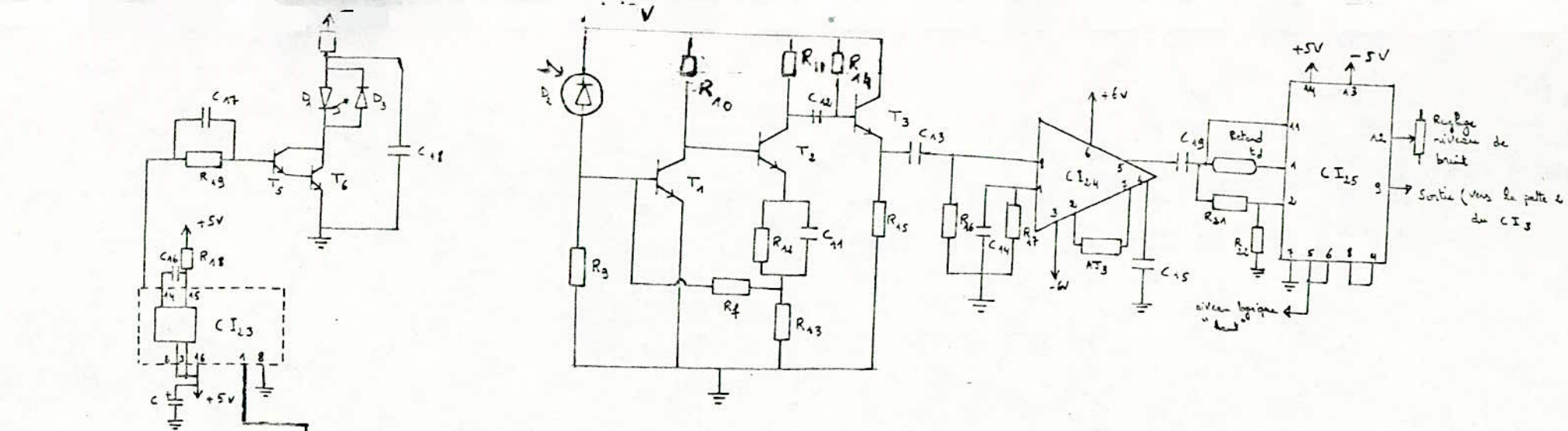


Fig. 1. Schéma électrique d'ensemble