

وزارة الجامعات و البحث العلمي
Ministère des Universités et de la Recherche Scientifique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات بالجزائر
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHÈQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

THESE DE MAGISTER

EN ELECTRONIQUE

THEME

FOCALISATION AUTOMATIQUE

DU RAYON LASER CO₂

Fait par : Mr N. BATEL

DEVANT LE JURY :

| | | |
|-----------------|----------------------------------|------------|
| Mr A. FARAH | M. de conférences E.N.P. | Président |
| Mr M. HADDADI | C. de cours E.N.P. | Rapporteur |
| Mr F. CHIGARA | C. de cours E.N.P. | Examineur |
| Mr C. BENMEHREZ | PHD enseign. Post-graduation ENP | Examineur |
| Mr Y. GRANJOU | M. de conférences ENSEM Nancy | Examineur |

ANNEE 92-93

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

«00»

وزارة الجامعات و البحث العلمي
Ministère des Universités et de la Recherche Scientifique

«000»

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات بالجزائر
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

THESE DE MAGISTER

EN ELECTRONIQUE

THEME

FOCALISATION AUTOMATIQUE

D U R A Y O N L A S E R C O 2

Fait par : Mr N. BATEL

DEVANT LE JURY :

| | | |
|-----------------|----------------------------------|------------|
| Mr A. FARAH | M. de conférences E.N.P. | Président |
| Mr M. HADDADI | C. de cours E.N.P. | Rapporteur |
| Mr F. CHIGARA | C. de cours E.N.P. | Examineur |
| Mr C. BENMEHREZ | PHD enseign. Post-graduation ENP | Examineur |
| Mr Y. GRANJOU | M. de conférences ENSEM Nancy | Examineur |

ANNEE 92-93

REMERCIEMENTS

Tous mes remerciements au tout puissant d'abord, ensuite je tiens à remercier mon promoteur monsieur M.Haddadi de ses conseils et de son aide qu'il n'a cessé de m'apporter tout au long de la réalisation de ce travail.

Mes remerciements iront de meme à monsieur A.Farah qui a accepté de présider le jury d'examination de cette thèse .

Je remercie également messieurs F.Chigara , C.Benmehrez et Y.Granjon d'avoir bien voulu examiner ce modeste travail et lui consacrer un peu de leurs précieux temps .

Je tiens à remercier de meme d'une part, messieurs Chekima et Mehenni de L'ENP, et d'autre part messieurs Begore et Abignoli de L'ENSEM de Nancy pour leurs encouragements^{et} soutiens moraux.

Je n'oublierai pas de remercier mon collègue R.Hini de ses conseils et son aide qu'il m'a prodigué durant notre stage à Nancy.

Je remercie beaucoup R.Dine, technicien à l'atelier de mécanique de L'ENP , pour sa précieuse contribution dans la réalisation de la partie mécanique de ce projet.

Je remercie de pareil A.Guelamallah , chef de service informatique à L'ORLAC d'Arrib et ses secretares d'avoir effectué la saisie du texte par micro et d'avoir contribué à une meilleure présentation de la thèse finale.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

ملخص :
أُنشئ جهاز المطابقة الآلية لأشعة ليزر ثاني أكسيد الكربون وذلك لتحسين نوعية القطع.
لقد استعملت تقنية فعالة حيث يقوم جهاز قياس المسافات عن بُعد بتحديد تغيرات موضع الهدف باستخدام الأمواج فوق صوتية مما يسمح للمراقب الآلي بالإبقاء على المطابقة وذلك بإزاحة مماثلة للعدسة.
أمكن الحصول على دقة 0,5 مم مع استخدام هدف تجريبي مستوي.

SUMMARY:

A CO₂ laser automatic focusing system has been developed to improve the cutting of this last.

An active technic is used ; an ultra-sonic telemeter measures the target vibration positions allowing a microprocessor controller to maintain a better focusing by an optimised displacing of a lenth.

An accuracy of 0,5mm has been achieved for a test plane target.

RESUME:

un système de focalisation automatique pour laser CO₂ a été développé pour l'amélioration de la qualité de coupe de ce dernier.

une technique active est utilisée. un télémètre à ultra-sons mesure les variations de position de la cible et permet au contrôleur à micro-processeur de maintenir la focalisation par déplacement optimisé d'une lentille; une précision de 0,5mm est obtenue pour une cible-test-plane.

TABLE DES MATIERES

| | PAGES |
|---|-------|
| _ Introduction..... | 1 |
| CHAP 1: Méthodes de détection et de correction des erreurs de mise au point optique..... | 3 |
| 1-1 Définitions et relations de base..... | 3 |
| 1-2 Méthodes passives:..... | 4 |
| 1-2-1 Techniques basées sur la parallaxe:..... | 4 |
| a_ Méthode de Canon..... | 6 |
| b_ Méthode de Nomura-Isakozawa..... | 8 |
| 1-2-2 Techniques basées sur la réflexion du rayonnement:.. | 10 |
| a_ Méthode utilisant l'astigmatisme..... | 10 |
| b_ Méthode de Leitz..... | 13 |
| 1-2-3 Techniques basées sur le contraste:..... | 13 |
| a_ Méthode utilisant les photorésistances..... | 13 |
| b_ Méthode à masquage partiel de la lumière:..... | 14 |
| _ Technique de Harrison..... | 14 |
| _ Technique de Beckers..... | 15 |
| _ Technique de masque à forme..... | 15 |
| c_ Méthode à discrimination entre rayons extrêmes..... | 17 |
| d_ Méthode à balayage de l'image:..... | 19 |
| _ Technique de Kallman..... | 19 |
| _ Technique de Kalpagam-Naidu..... | 22 |
| _ Technique utilisant le formalisme de Fourier..... | 22 |
| 1-3 Méthodes actives:..... | 32 |
| 1-3-1 Méthode phasométrique..... | 32 |
| 1-3-2 Méthode sonar..... | 33 |
| 1-4 Comparaison des différentes méthodes et techniques..... | 35 |
| CHAP 2: Mesure ultrasonore de distances..... | 38 |
| 2-1 Principe de la télémétrie au sonar..... | 38 |
| 2-2 Propriétés principales des ultra-sons:..... | 38 |
| 2-2-1 Mécanismes de la propagation, réflexion et réfraction | 38 |
| 2-2-2 Absorption des U.S dans l'air..... | 39 |
| 2-2-3 Impédance acoustique..... | 40 |
| 2-3 Génération d'U.S: Les transducteurs ultrasonors..... | 40 |
| 2-3-1 La piézoélectricité..... | 40 |
| 2-3-2 La magnétostriction..... | 40 |
| 2-3-3 Directivité de la source..... | 42 |
| 2-4 Techniques de mesure au sonar:..... | 42 |
| 2-4-1 Par modulation tout ou rien..... | 42 |
| 2-4-2 Par modulation en fréquence..... | 44 |
| 2-4-3 Inconvénients de l'emploi de circuits spécialisés à U.S | 44 |
| 2-4-4 Modes de comptage temporel..... | 44 |
| 2-5 Précision des mesures aux ultra-sons:..... | 45 |
| 2-5-1 Environnement..... | 45 |
| 2-5-2 L'électronique associée..... | 45 |
| 2-5-3 Formulation des incertitudes de la mesure..... | 46 |
| 2-6 Précautions des mesures par les ultra-sons:..... | 46 |
| 2-6-1 Aspect de l'écho reçu..... | 46 |
| 2-6-2 Echos secondaires..... | 47 |
| 2-6-3 Parasites éventuels divers..... | 47 |

| | |
|--|---------|
| CHAP 3: Le système d'autofocalisation à U.S..... | 49 |
| 3-1 Synoptique général et principe de fonctionnement..... | 49 |
| 3-2 L'émetteur-récepteur à U.S:..... | 49 |
| 3-2-1 L'émetteur..... | 49 |
| 3-2-2 Le récepteur..... | 51 |
| 3-3 Choix de la lentille de focalisation..... | 54 |
| 3-4 L'actionneur électromécanique:..... | 56 |
| 3-4-1 Le moteur pas à pas:..... | 56 |
| a_ Choix du moteur..... | 56 |
| b_ Fonctionnement..... | 57 |
| c_ Modélisation..... | 60 |
| d_ Calcul d'une commande rapide..... | 62 |
| 3-4-2 La carte de commande de puissance:..... | 66 |
| a_ Description fonctionnelle..... | 66 |
| b_ Caractéristiques électriques..... | 68 |
| c_ Adaptation optimale avec le MPP..... | 68 |
| d_ Contrôle manuel du MPP..... | 71 |
| 3-5 La carte à microprocesseur:..... | 72 |
| 3-5-1 Justification d'emploi..... | 72 |
| 3-5-2 Organisation de la carte..... | 72 |
| 3-5-3 Découpage de l'espace adressable..... | 75 |
| 3-5-4 Circuits d'interfaçage..... | 75 |
| 3-6 Alimentation générale..... | 77 |
| CHAP 4: Algorithmes et programmes d'autofocalisation..... | 79 |
| 4-1 Organigramme général:..... | 79 |
| 4-1-1 Programme principal..... | 81 |
| 4-1-2 Routine d'interruption..... | 81 |
| 4-2 Algorithme de la correction non linéaire en T° ambiante: | 83 |
| 4-2-1 Par variation de la fréquence de comptage temporel.. | 83 |
| 4-2-2 Par tabulation des valeurs de correction..... | 83 |
| CHAP 5: Performances obtenues et améliorations éventuelles... .. | 87 |
| 5-1 Analyse du système réalisé:..... | 87 |
| 5-1-1 Etablissement du schéma fonctionnel..... | 87 |
| 5-1-2 Détermination de la fonction de transfert du régulateur | 89 |
| 5-1-3 Etude de la stabilité..... | 91 |
| 5-2 Performances obtenues:..... | 94 |
| 5-2-1 Précision de positionnement..... | 94 |
| 5-2-2 Vitesse et temps de réponse..... | 96 |
| 5-2-3 Temps de focalisation maximal..... | 96 |
| 5-2-4 Consommation énergétique..... | 96 |
| 5-2-5 Protection..... | 97 |
| 5-3 Améliorations et corrections éventuelles:..... | 97 |
| 5-3-1 Augmentation de la précision de focalisation..... | 97 |
| 5-3-2 Augmentation de la rapidité..... | 97 |
| 5-3-3 Augmentation de la directivité du rayonnement des U.S: | 98 |
| a_ Par réducteurs de faisceaux..... | 100 |
| b_ Par orientation des transducteurs..... | 100 |
| _ Conclusion..... | 101 |
| _ Annexes..... | |
| _ Références..... | |

Les lasers, faisceaux de lumière monochromatiques, cohérents et puissants ont été mis en application il y a un peu plus de deux décennies. Ils ont permis de résoudre beaucoup de problèmes physiques, technologiques et même médicaux.

Parmi les lasers existants, le laser Co₂ permet une grande longueur de cohérence (30 km) et une grande puissance de travail ; toutefois, la source laser émet un faisceau cylindrique défocalisé, de diamètre fixe. La répartition radiale d'énergie dans ce faisceau n'est malheureusement pas constante, mais suit une loi Gaussienne. cependant, il peut être considéré que 95% de l'énergie se trouve concentrée dans un faisceau théorique de 8mm de diamètre représentant le diamètre efficace du faisceau. [1].

Ainsi, dans les applications médicales, l'utilisation du laser comme bistouri hémostatique nécessite la focalisation du faisceau. Cette focalisation permet d'obtenir des densités surfaciques d'énergie au point d'impact, très élevées. l'utilisation la plus classique consiste à connecter en sortie de bras optique une pièce à main, qui est un embout métallique abritant une lentille convergente.

Ce système de distribution périphérique ainsi que ceux utilisés conjointement avec le laser Co₂ dans d'autres applications, nécessitent une focalisation du faisceau pour obtenir une meilleure densité surfacique de puissance. L'automatisation de cette focalisation est souhaitable et même recherchée dans le cas où la cible visée est mouvante. Le perçage en profondeur d'un matériau, avec mouvement relatif du point d'impact, ou présentant une surface à reliefs, telle une coupe surfacique d'un tissu biologique ou d'une pièce à usiner, à forme non plane, sont de bonnes illustrations de la large gamme d'applications qui nécessite la focalisation automatique .

Le réglage automatique de la mise au point a été réalisé sur divers appareils formateurs d'images: appareils photos, projecteurs de diapositives, microscopes; ou autres, tels les systèmes à lecture optique de disque. Pour diverses raisons, liées à la méthode de détection de l'erreur de mise au point choisie, ces formateurs d'images présentent en général une fiabilité limitée.

Les méthodes utilisées pour détecter l'erreur de mise au point sont nombreuses, et des essais de classification ont été entrepris; Djefel, Grimbleby, Talbot [2] et [3]. Parmi ces classifications, on discrimine les méthodes en actives; lorsqu'elles utilisent une source auxiliaire (infra-rouge, ultra-sons); et en passives; lorsqu'elles utilisent une partie du faisceau éclairant l'objet pour le besoin des mesures.

Une partie de notre travail présenté dans le 1er chapitre de cette thèse est consacré à ces méthodes de détection et d'évaluation quantitative de l'erreur de mise au point; en contribution, nous avons enrichi leur classification et comparaison. Les résultats de cette comparaison nous ont conduit au choix de la méthode utilisant les U.S.

Cette méthode présente l'avantage d'être active, simple et de ne pas nécessiter d'intervention sur le rayonnement laser.

Dans le second chapitre, la méthode utilisant les U.S est présentée d'une manière détaillée.

Les propriétés principales des ultra-sons, les différents types de transducteurs ultra-sonores, les techniques de mesures aux U.S utilisées, ainsi que les précautions à prendre et la précision qu'elles apportent, sont aussi développés.

Dans le 3eme chapitre, nous présentons l'étude pratique complète du système d'autofocalisation à U.S dans lequel. Un système à μP permet de superviser tout le fonctionnement de l'ensemble. Cette supervision concerne le contrôle de l'émission-réception des U.S, la génération et la mesure du temps de vol, le réglage de la mise au point par commande d'un moteur pas à pas. La commande a été choisie pour un profil optimisé en vitesse, et la lentille de focalisation a été choisie pour un parcours utile de 20cm.

Le 4eme chapitre est consacré aux programmes d'autofocalisation; ces derniers doivent assurer une meilleure précision de focalisation en tenant compte des différents algorithmes d'étalonnage et de correction des mesures en température.

Le dernier chapitre présente les limites d'efficacité du système de mise au point automatique réalisé. Les perspectives d'améliorations sont discutées.

CHAPITRE I

METHODES DE DETECTION ET DE CORRECTION DES ERREURS DE MISE AU POINT OPTIQUE

I-DEFINITIONS ET RELATIONS DE BASE:

Le tableau de la fig(1) résume de façon sommaire quelques définitions et expressions relatives à l'optique classique .

Notion d'erreur de mise au point:

Une image nette, formée par une lentille convergente, se trouve obligatoirement dans son plan focal image (P' de la fig[a]) précisé par la formule de Descartes; à la limite, si l'objet se trouve à l'infini ou que le rayonnement est parallèle: le plan focal image se trouve confondu avec le plan focal de la lentille; fig[1].

Si l'image est observée ailleurs que dans le plan focal image correspondant à une position donnée de l'objet, elle apparaîtra flou, de plus en plus à mesure que l'on s'éloigne du plan focal image; fig[2].

Pour le plan d'observation de l'image (P), la relation de Descartes n'est pas vérifiée; on peut écrire [2]:

$$1/d + 1/d' - 1/f = \varepsilon \text{ où } \varepsilon \text{ est l'erreur de mise au point.}$$

On peut observer les images des différents points constituant l'objet; les points images A'_O , B'_O , C'_O et D'_O situés dans le plan focal image (P_0), sont des points bien distincts, ce qui donne un contraste maximal. Dans le plan (P), les images A' , B' , C' et D' sont des cercles qui interfèrent entre eux, créant une confusion plus ou moins importante, selon que (P) est plus ou moins éloigné de (P_0); fig [2].

La mise au point consiste à coïncider le plan focal image avec le plan d'observation d'image; et on voit qu'à partir de la relation $1/d + 1/d' - 1/f = \varepsilon$, on peut annuler l'erreur de mise au point :

- 1°- Soit en agissant sur f , si la lentille est à distance focale variable.
- 2°- Soit en agissant sur la distance d seulement, par déplacement de l'objet.
- 3°- Soit en agissant sur d et d' à la fois, par déplacement de la lentille, tout en conservant $d+d'$ fixe c-à-d à garder fixes le plan image et le plan objet.

Cette dernière solution est la plus utilisée en pratique; la focalisation est donc réalisée par déplacement de la lentille uniquement. Dans le cas général, une source lumineuse située à une distance D d'une lentille fig[3]; son image focalisée se trouvant au plan (P_0), nécessite une mise au point si la cible (ou plan d'observation) se trouve dans un plan défocalisé (P'). Pour celà, on détermine d'abord la distance D' entre la lentille, dans sa position initiale, et le plan (P'). la résolution du système d'équations :

$$\left. \begin{aligned} d + d' &= D + D' = K \\ 1/d + 1/d' &= 1/f \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (I1)$$

montre l'existence de 2 solutions (positions de BESSEL), à condition que $K \geq 4f$:

$$\left. \begin{aligned} d &= \frac{1}{2}(K \pm \sqrt{K^2 - 4fK}) \\ d' &= K - d \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (I2)$$

on en déduit le déplacement de la lentille $x = d - D$, ainsi toute défocalisation causée par déplacement du plan d'observation ou celui de l'objet, peut être corrigée par simple déplacement de la lentille (DJEFEL et KALPAGAM).

II - METHODES PASSIVES :

Ces méthodes utilisent une partie du faisceau lumineux incident ou réfléchi, pour le besoin de la mesure; plusieurs auteurs ont tenté d'énumérer et de classer ces techniques à partir de nombreux brevets d'invention, notamment *DJEFEL, GRIMBELBY et TALBOT*, on essaiera ici, de donner un aperçu sur les méthodes jugées intéressantes.

1° - TECHNIQUES BASEES SUR LA PARALLAXE:

Il s'agit de former d'un même objet 2 images puis de les comparer; ces techniques sont désignées parfois par télémétrie à coïncidence ou à triangulation; une de ces méthodes se base sur le phénomène évoqué dans la fig[1], où un rayonnement incident lointain (parallèle), forme une image dans le plan focal; ces propriétés sont utilisées pour construire un télémètre à procédé à parallaxe [2]; on utilise 2 lentilles décalées d'une distance d pour former 2 images d'un même objet , Fig[4].

Les lentilles $L1$ et $L2$ ont la même distance focale f , ce qui fait que leurs plans focaux sont confondus (P). La distance focale f est très faible devant la distance minimale de l'objet; la relation $1/D + 1/D' = 1/f$ avec $f \ll D$ donne $f = D'$. Ainsi l'objet, du fait de la faible distance focale, a son image sur le plan focal ; c'est pour celà que l'objet a pour image I_1 , par la lentille $L1$, obtenue par intersection des rayons issus de l'objet parallèlement à OC_1 avec le plan focal, et I_2 , par la lentille $L2$, obtenue

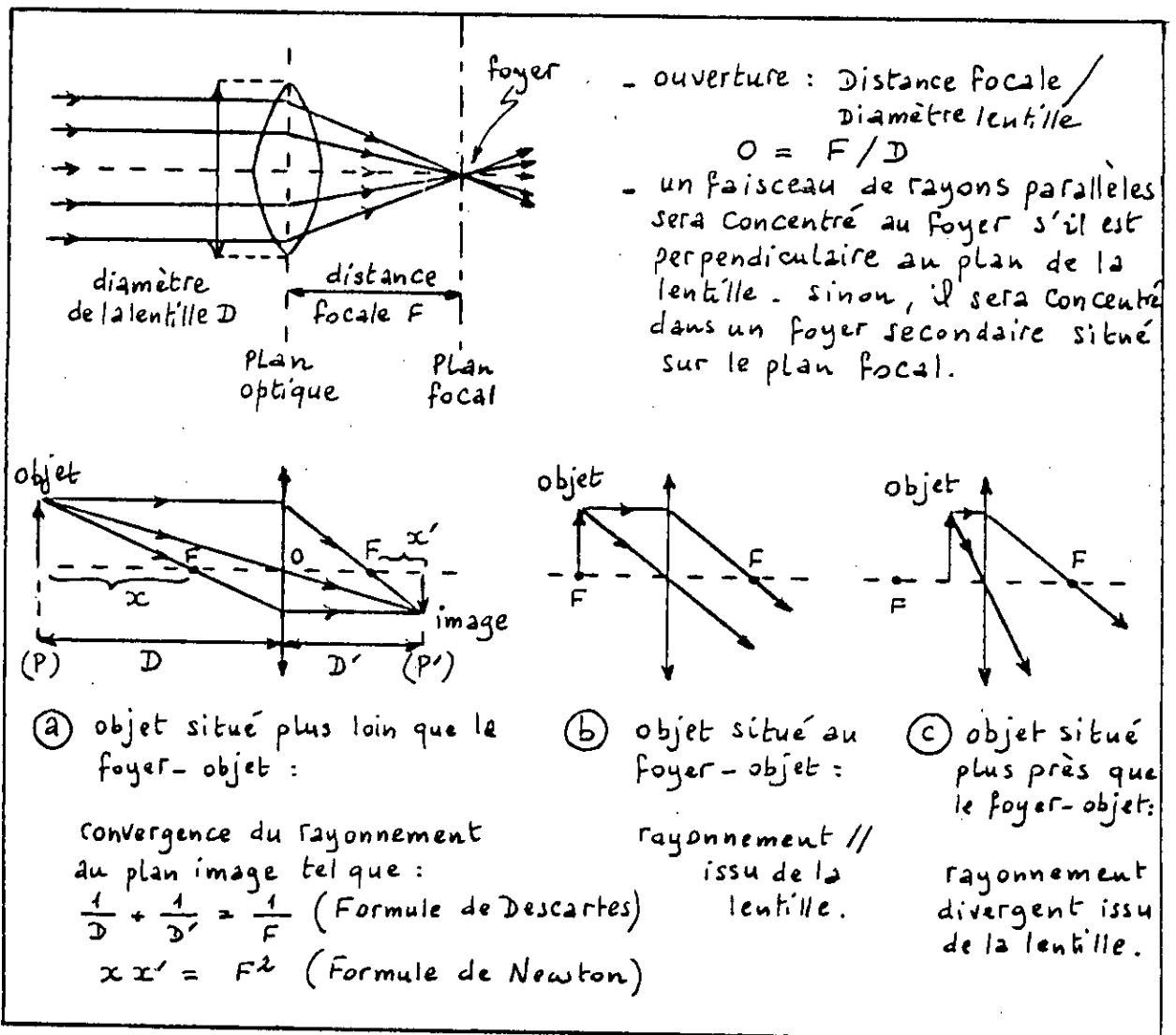


figure 1 Propriétés de la lentille convergente

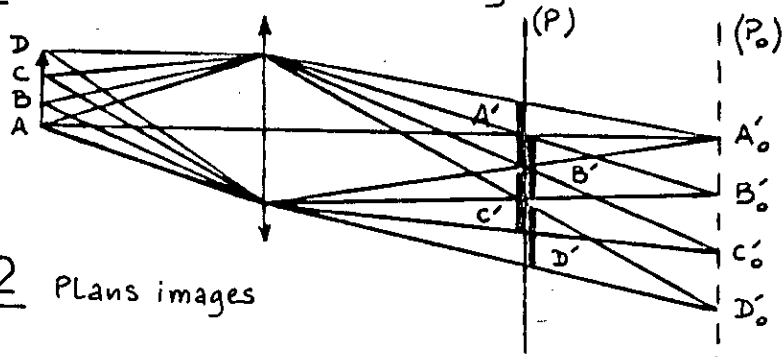


figure 2 Plans images

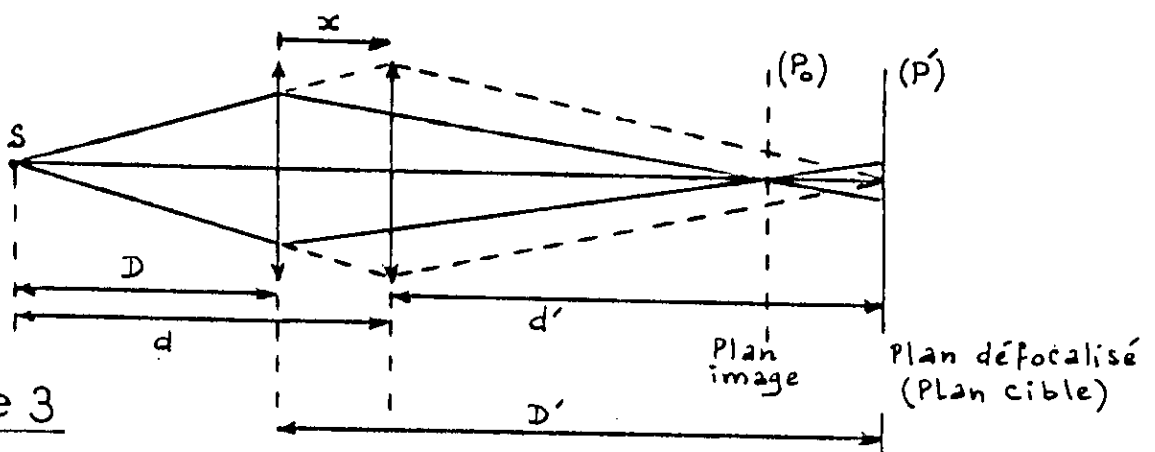


figure 3

focalisation par déplacement de la lentille

par intersection des rayons issus de l'objet parallèlement à OC_2 avec le plan focal image.

La parallaxe provoque donc un décalage $x = MF_2$. Ce décalage peut être calculé par la relation : $x/d = f/D \dots \dots (I.3)$

d'où D puis la position de focalisation par la formule de Newton .

Les techniques dérivées de ce principe peuvent différer soit par la façon de réaliser les 2 images du télémètre, soit par la façon de mesurer le décalage. La détection du décalage a d'abord été visuelle dans les appareils photo-reflex qui permettent de voir sur le viseur une réplique de l'image se formant sur le film, puis photo-électrique, ce qui a autorisé l'automatisation de la mise au point.

Parmi les procédés de détection du décalage entre les images du télémètre; on cite (entre autres) :

a-) Méthode de CANON [2] :

On dispose dans le plan de formation des images I_1 et I_2 des cellules d'éléments photo-électriques A et B; fig[5a].

Les éléments 1,2,.....N,N+1,.....M de la cellule B et 1,2,.....N de la cellule A sont successivement excités d'une façon périodique, et en réponse à l'éclairement reçu, sortent les signaux suivant, chaque impulsion correspondant à la réponse individuelle d'un élément, les différents éléments étant excités l'un après l'autre et passent dans un bloqueur propre (Sorties E).

Les sorties des bloqueurs sont suivies de comparateurs de tension de référence ajustés de façon optimale (sorties C) de façon à tenir compte des éclairagements maximal et minimal ($1/2 (E_{max} - E_{min})$). Les sorties C_A et C_B des comparateurs sont reliées chacune à l'entrée d'un registre à décalage serie/parallèle propre. Le registre A arrête de se décaler dès que N décalages ont été effectués. Son contenu reflète la répartition de l'éclairement dans la cellule A, chacun de ses bits sera soit un 1 si l'élément correspondant est suffisamment éclairé (par un rapport à une référence), soit un 0 dans le cas contraire. Le registre B, qui a commencé son décalage en même temps que le registre A, continue de se décaler, après l'arrêt de A. Un compteur est chargé de compter le nombre de décalages effectués par B après que A se soit arrêté. Ce compteur s'arrête lorsque les contenus de A et B sont égaux.

Le nombre, qui représente le retard (le décalage) entre la coïncidence des signaux issus des cellules A et B, représente aussi l'écart x entre l'image I_2 et I_1 . On peut en déduire la position de l'objet $D = f \cdot d / x$.

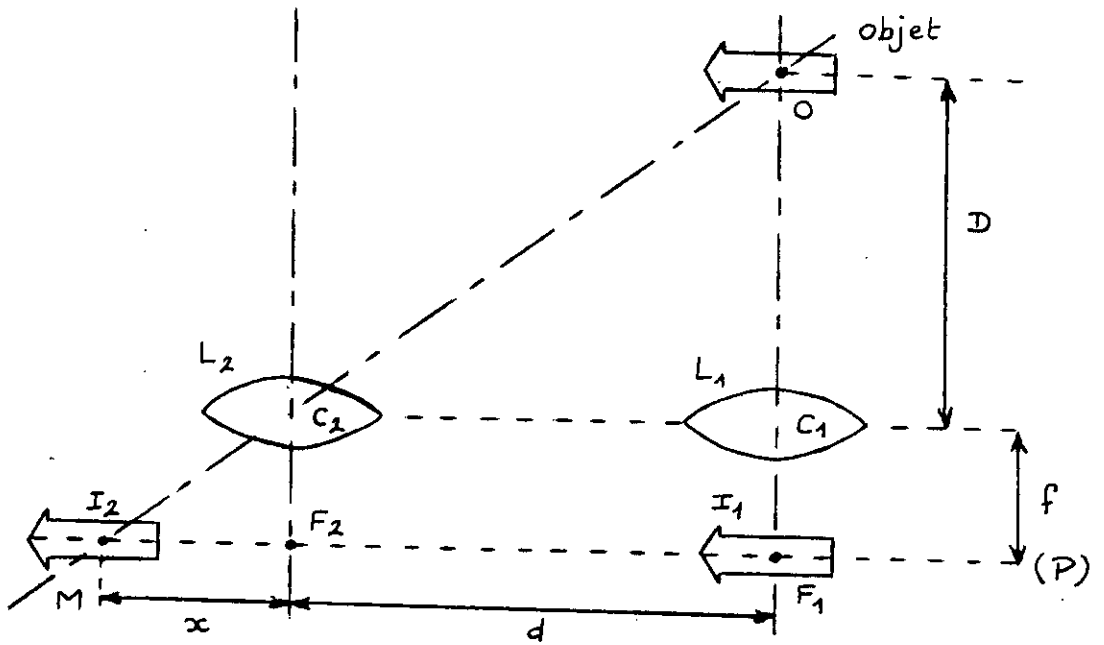


figure 4

Principe de la parallaxe

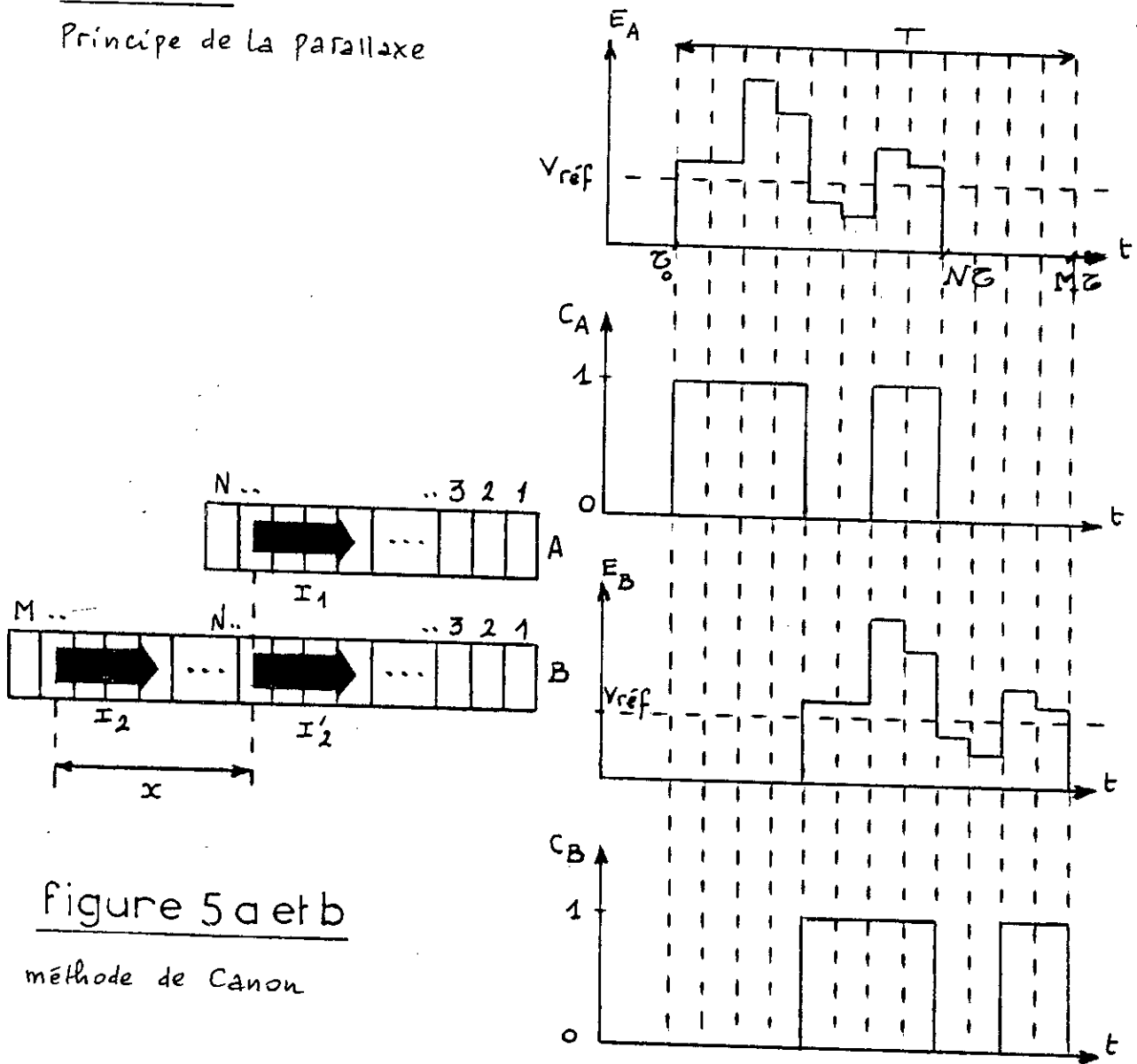


figure 5a et b

méthode de Canon

On peut envisager une cellule unique, composée de $N + M$ éléments ($M > N$); cela revient à remplacer la cellule A par N éléments de la cellule unique, et la cellule B par les M autres éléments.

b-) Méthode de NOMURA-ISAKOZAWA : [4]

Il s'agit d'une autre version de la méthode de canon, appliquée aux microscopes électroniques; ces derniers sont munis d'un "Wobbler" qui constitue une aide pour la focalisation manuelle. Le Wobbler incline périodiquement le faisceau électronique sur le spécimen, et fait ressortir une image de parallaxe sur un écran dans le cas de défocalisation; fig(6a).

L'opérateur observe l'extension du dédoublement d'image et ajuste la lentille de courant afin de l'éliminer. Le décalage D peut être exprimé par :

$$D = 2\alpha M (dF + C_s \alpha^2) \dots \dots \dots (I.4)$$

où :

2α = est l'angle d'inclinaison du faisceau d'éclairage.

dF = L'amplitude de la défocalisation.

M = Le grossissement utilisé.

C_s = Le coefficient d'aberration sphérique de la lentille électronique.

On voit que le décalage dépend du grossissement et de l'angle d'inclinaison, ce dernier est limité par l'ouverture de l'objectif.

L'automatisation de la focalisation devient possible si la parallaxe est détectée par des moyens électroniques au lieu de l'oeil humain; ainsi, 2 images issues de différents angles d'éclairage (commandé par ordinateur) sont prélevées par une caméra TV, digitalisées et stockées dans différentes pages mémoires.

Comme mesure de la différence entre les 2 images; une quantité G est définie par :

$$G = \sum_{i,j}^n |A(i,j) - B(i,j)| \dots \dots \dots (I.5)$$

où $A(i,j)$ et $B(i,j)$ sont les intensités des pixels des 2 images de la même adresse (i,j) . G est réduite à zéro quand les images sont identiques; pour cela au cours du processus de la focalisation, la lentille de courant est ajustée de pas en pas, par l'ordinateur, de manière à minimiser G et d'approcher la condition de focalisation :

$$dF = -C_s \alpha^2.$$

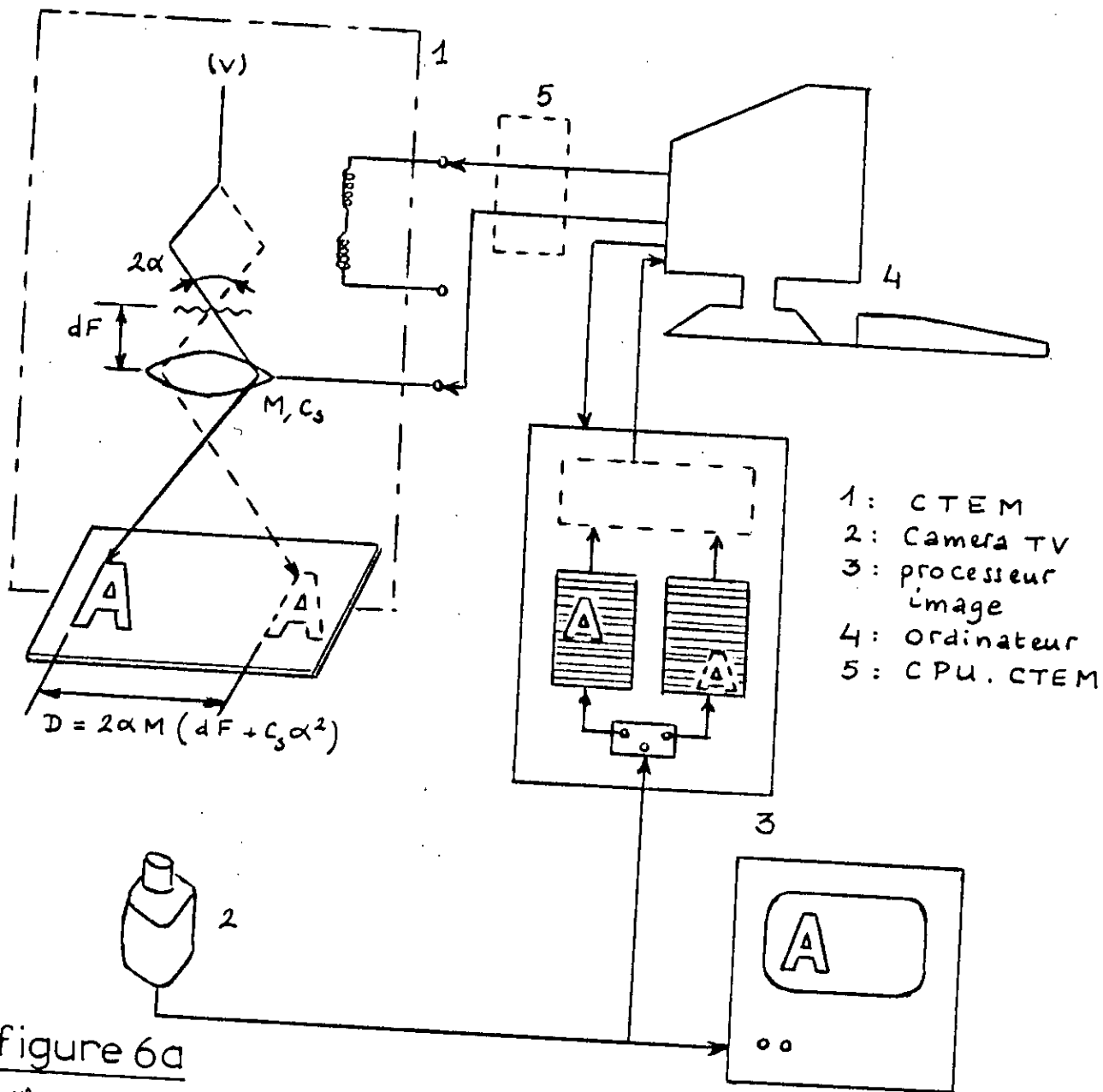
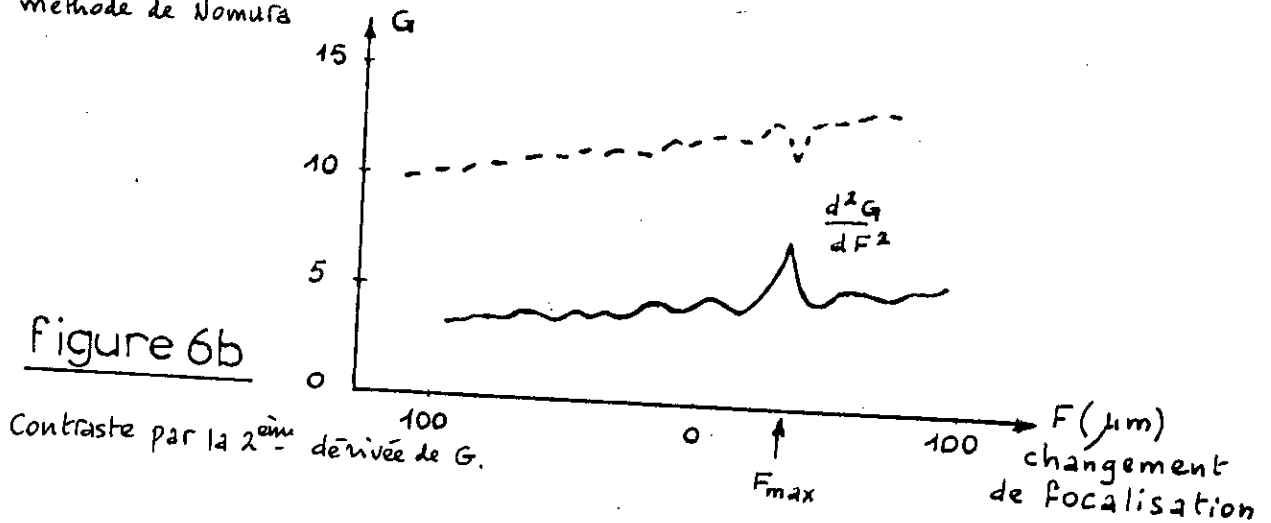


Figure 6a

méthode de Nomura

Figure 6b



Dans le cas où le contraste du specimen est faible; la seconde dérivée de G est calculée fig(6b), son maximum indique la position de la lentille de courant pour avoir la focalisation.

2-TECHNIQUES BASEES SUR LA REFLEXION DU RAYONNEMENT :

Ces techniques utilisent une partie de la lumière réfléchie sur la cible, pour assurer la focalisation.

a -)Méthode utilisant la propriété d'Astigmatisme:

une approche utilisant une lentille astigmatique est décrite par quatre auteurs [5]: un signal erreur de position (SEP) est généré afin de contrôler, en temps réel, l'objectif de focalisation dans un enregistrement optique d'un signal vidéo ou d'information digitale.

Dans un lecteur optique de vidéo-disque fig(7), nous distinguons 2 voies optiques; dans la principale, un faisceau laser élargi puis collimaté, passe dans un composant polarisant approprié,[6], après cela, le faisceau est focalisé sur le disque optique par une lentille à grande ouverture; le faisceau de retour passant à travers l'objectif est renvoyé dans la région A, par le polarisateur-séparateur de faisceau.

Dans la région A, une technique implémentée, liée aux propriétés du faisceau réfléchi (même phénomène évoqué dans les fig(1)a, b et c) donne accès à la condition de focalisation fig(8).

Si le disque est dans le plan focal de l'objectif et que la lentille est illuminée par un rayonnement parallèle, le faisceau de retour est lui aussi parallèle fig (8b); si le disque est plus près de l'objectif, le faisceau réfléchi retourne plus divergent que dans son arrivée fig(8c); si le disque est plus éloigné de l'objectif, le faisceau de retour sera plus convergent fig(8 a).

En plaçant une lentille astigmatique dans le faisceau réfléchi, on obtiendra une zone de focalisation fig(9b), caractérisée par 2 plans focaux correspondant au faisceau doublement polarisé. Si la séparation entre la lentille astigmatique et celle de l'objectif est approximativement égale à la somme de leurs longueurs focales; la zone d'astigmatisme translatera linéairement avec le déplacement du disque.

La détection de ce mouvement peut être accomplie par un détecteur en quadrature (QD), l'étude complète de ce capteur optique est dans

[7]; quand le disque est dans le plan focal, le QD est placée dans la zone d'astigmatisme, où une forme circulaire du faisceau est localisée entre les deux foyers astigmatiques. Le signal SEP est déduit, en prenant la différence entre la somme des signaux provenant des détecteurs A et C et ceux des détecteurs B et D. quand le disque se trouve en dehors du plan focal, la forme résultante sur le QD est une ellipse avec soit des axes verticaux plus longs que les horizontaux; soit l'inverse. Par conséquent, le SEP est nul quand le disque est dans le

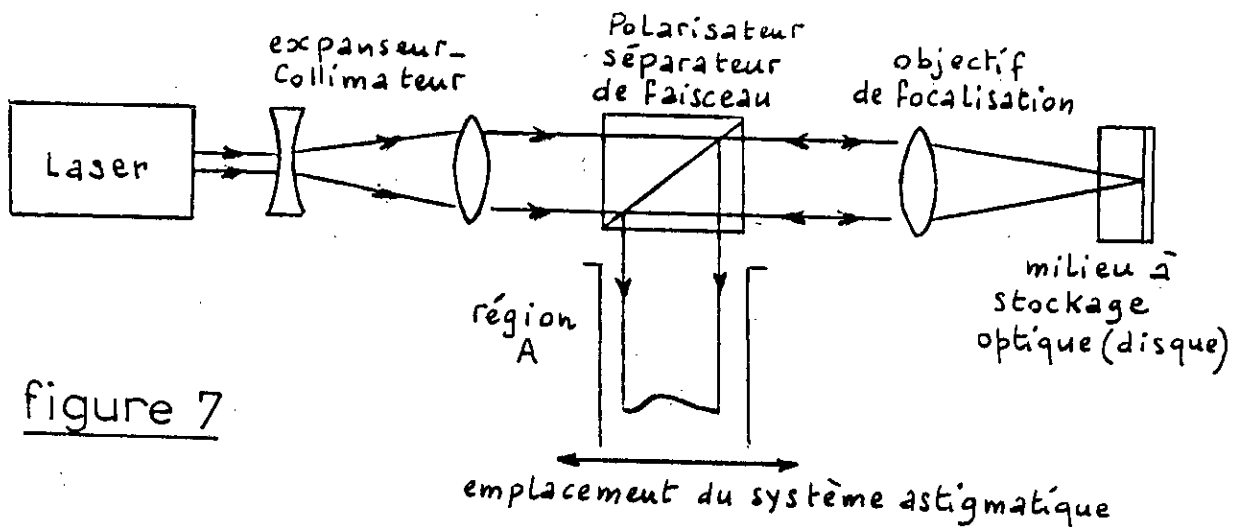


figure 7

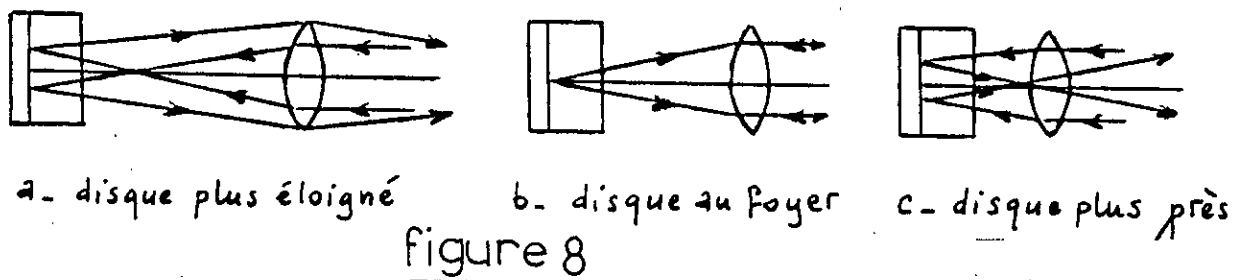


figure 8

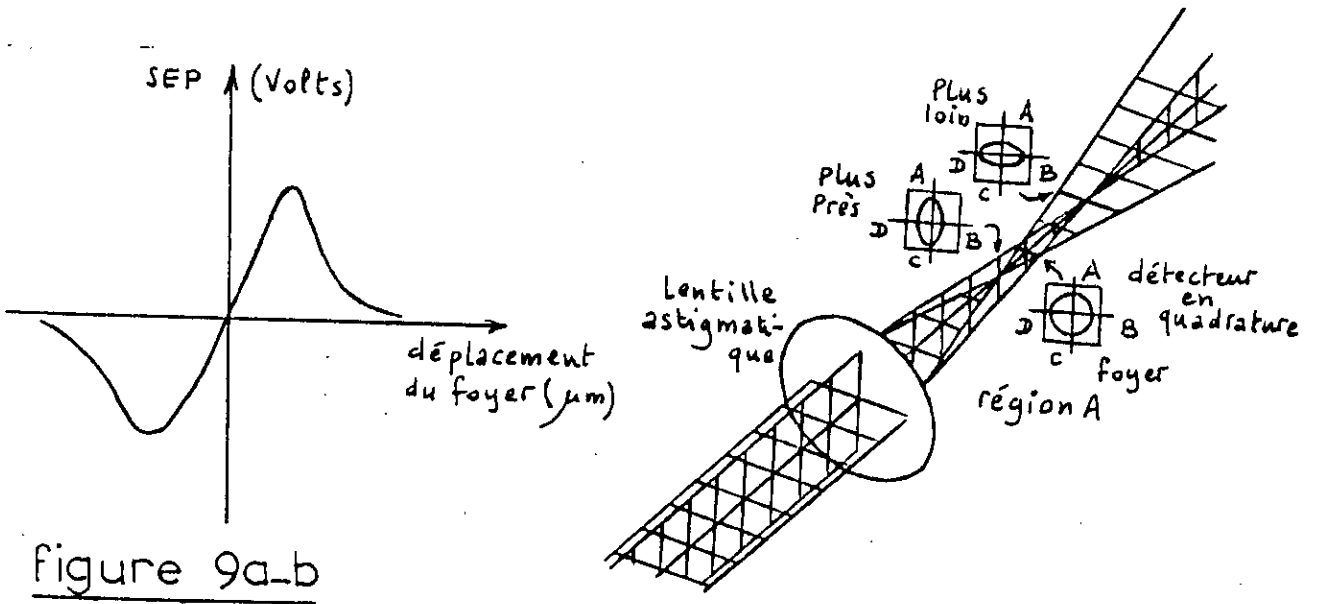


Figure 9a-b

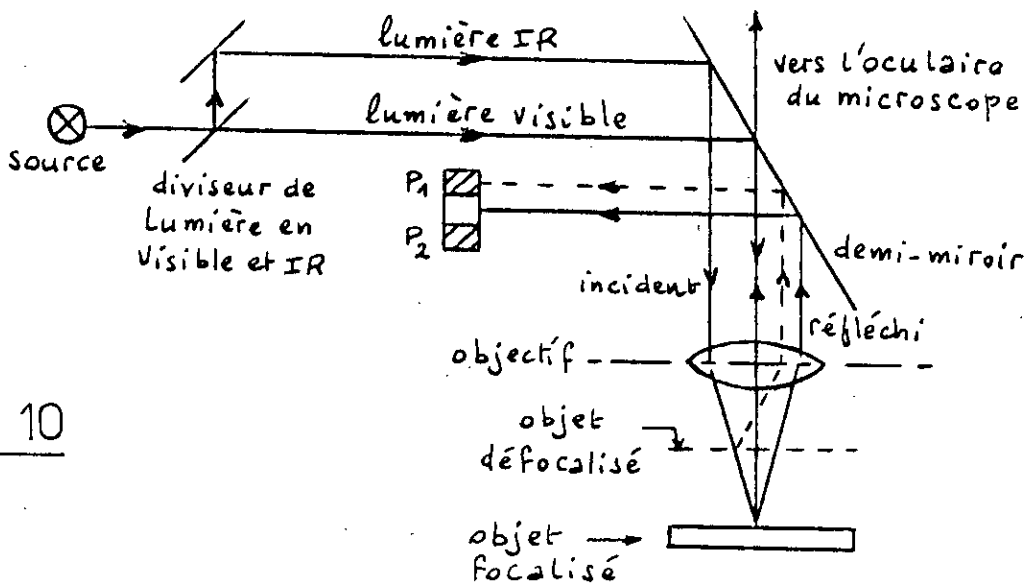


Figure 10

plan focal, et il est >0 ou <0 si le disque est plus près ou plus éloigné respectivement, Fig[9a].

b-) - Méthode de LEITZ [2]:

On s'arrange pour que le faisceau principal et le faisceau secondaire soient toujours focalisés au même endroit de sorte que la défocalisation du secondaire reflète celle du principal; fig(10).

Lorsque l'objet se trouve dans le plan focal, le faisceau réfléchi secondaire excite de la même manière les 2 cellules photo-électriques, en position défocalisé, la cellule P2 recevra plus de lumière que P1 ou l'inverse.

Ainsi, la différence des éclairagements reçus par P1 et P2 reflètera l'amplitude de la défocalisation, et le signe de cette différence reflètera son sens.

3* - TECHNIQUES BASEES SUR LE CONTRASTE :

La mise au point d'une image est liée au contraste de cette dernière. Le contraste, qui peut être défini sommairement comme la différence d'éclairément entre les points d'une image, est maximal à la focalisation [2]. Pour rendre compte du contraste ou de la répartition d'éclairément, on utilise des photo-détecteurs appropriés soit seuls, soit associés à d'autres moyens : les photo-résistances, des lignes de photodiodes avec balayage électronique ou un seul photodétecteur avec balayage mécanique.

a-)- Méthode utilisant les Photorésistances:

Contrairement aux photodiodes et phototransistors, les photorésistances se comportent comme des résistances pures du fait de l'absence de jonction; ce qui les rend pratiquement linéaires dans une importante gamme d'éclairément; conçues à partir de 2 matériaux, sulfure et séléniure de cadmium, et traitées par des activateurs jouant sur leurs paramètres photorésistifs; les photo-résistances présentent des sensibilités photoélectriques et spectrales différentes, [8], [9]; fig(11).(a et b).

Une analyse basée sur l'éclairément des photorésistances [2], permet de trouver la condition de focalisation; soit $I(x,y)$ l'éclairément de la photorésistance au point (x,y) , si on admet que la conductivité en un point de la photoconductance est une fonction g de l'éclairément de ce point, et que la cellule est uniforme et mince, alors la conductance totale,

de la cellule est de $G = \iint_A [g[I(x,y)]] dx dy \dots \dots \dots (I.6)$

où A est l'aire du matériau photoconducteur.

Pour observer comment cette conductance (ou le courant qui y circule à tension constante, $I=G.V$) varie avec la position de la cellule photoconductrice sur l'axe optique, on considère le dispositif de la fig (12).

La photocellule intercepte le faisceau de lumière à une distance Z du plan image focalisé. Si le matériau photoconducteur est linéaire, on aura : $g = K I(x,y)$ où $K = \text{Constante}$; si bien qu'on aura :

$$G = K \iint (x,y) dx dy = K L_T \text{ où } L_T \text{ est l'éclairement total.}$$

Avec une photocellule non linéaire, la conductivité varie avec l'éclairement comme : $g=K[I(x,y)]^P$; P peut être positif ou négatif selon le cas pratique.

En animant la photo-cellule d'un mouvement sinusoïdal autour d'une position moyenne $Z_0, Z=Z_m \sin \omega t + Z_0 = Z_m (\sin \theta - \sin \theta_1)$. en prenant le cas $P < 0$ et en supposant que la conductance est une fonction linéaire de Z : $G(Z)=KIZI+G_0$, On démontre alors que l'allure $G(\theta)$ n'est plus sinusoïdale si $Z_0/Z_m \in [0,1]$.

On peut décomposer $G(\theta)$ en série de Fourier et se contenter du fondamental, sa valeur est la plus faible pour $Z_0=0$ et maximale pour $Z_0=Z_m$.

Ainsi, plus le fondamental est élevé, plus la position moyenne de la photorésistance de sa position focalisée (Z_0) est élevée. Pour amener la photo-résistance de sa position initiale à la position focalisée, il faut la déplacer (faire varier Z_0) jusqu'à ce que sa résistance ou le courant qui y circule voit son fondamental s'annuler.

En pratique il faut:

1 - Choisir Z_m élevé puis déplacer la photorésistance (faire varier Z_0) jusqu'à annuler le fondamental du courant qui y circule.

2 - On déduit que la position focalisée se trouve au milieu de la trajectoire sinusoïdale.

Une application consiste en un demi-miroir qui est en place uniquement lorsque l'image est défocalisée fig(13); dès que la photorésistance indique que la focalisation est atteinte, le demi-miroir est automatiquement mis hors du système optique et le film peut recevoir toute la lumière provenant de l'objet. Le demi-miroir est de nouveau remis dans le système optique une fois la photo prise, ce qui permet à la photorésistance de fonctionner.

b) - Méthode à Masquage partiel de la Lumière :[2]

-Technique de HARRISON :

Elle utilise un masque opaque en forme de demi-disque circulaire tournant dans le plan nodal de la lentille (tout près de celle-ci) . Ainsi,

un point objet aura pour image un demi-cercle tournant dans un plan défocalisé et un point dans le plan focalisé.

Pour une image complète, l'éclairement total est fixe mais réparti de façon différente selon le degré de défocalisation. Pour une image focalisée, l'éclairement est réparti sur toute l'image. Pour une image défocalisée, l'éclairement sera réparti sur une partie plus ou moins importante de l'image, l'autre partie étant masquée, selon l'importance de l'erreur de mise au point. La rotation du demi-disque fait que l'éclairement est réparti à chaque instant sur une partie différente de l'image ce qui provoque une modulation du signal délivré par un photo-détecteur placé dans le plan de l'image. L'amplitude de la modulation est liée à celle de la défocalisation. Le signal du photo-détecteur est différencié pour ne tenir compte que de la modulation, puis redressé fig(14).

-Technique de BECKERS :

En fig(15); le couteau empêche une partie du faisceau d'être transmise. Le plan image se présente comme suit :

2 photo-détecteurs P1 et P2 sont placés dans le plan image, l'un dans la partie haute, l'autre dans la partie basse. Si le plan de l'image est focalisé, P1 et P2 recevront la même quantité de lumière et délivreront des signaux égaux. Si l'image est défocalisée, selon que la défocalisation se trouve avant ou après le plan focalisé, P1 recevra plus ou moins de lumière que P2. On peut ainsi détecter l'amplitude et le sens du défaut de mise au point.

-Technique de masque à forme :

Cette méthode consiste à masquer une partie du faisceau lumineux et à donner à ce masque une forme telle qu'un analyseur d'images associé à une électronique appropriée puisse mesurer l'amplitude de la défocalisation et déterminer son sens, voir exemple de masque avec ouverture à nombre de lobes impair (fig(16)).

Dans le plan focalisé, l'image d'un point est toujours un point, mais dans un plan défocalisé, l'image a la forme de l'ouverture à lobes et on peut distinguer selon que la forme soit directe ou inverse, si le plan défocalisé se trouve avant ou après le plan focalisé.

Si l'objet est un cercle, on obtiendra un cercle dans le plan focalisé et une forme semblable à celle de l'ouverture, de rayon ρ plus grand que celui du cercle objet. L'amplitude de la défocalisation est représentée par le rayon ρ .

Pour mesurer l'amplitude et le sens de la défocalisation, l'analyseur d'image exécute une exploration circulaire de l'image formée sur une surface photo-sensible quelconque. Le rayon d'exploration est

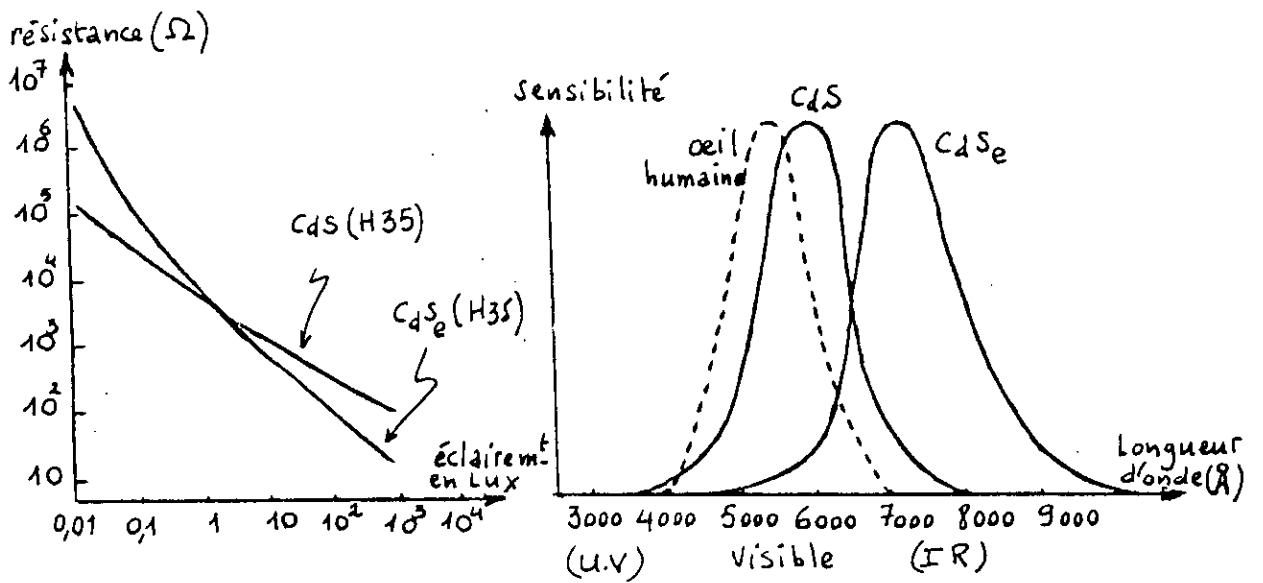


figure 11a-b caractéristiques des photorésistances

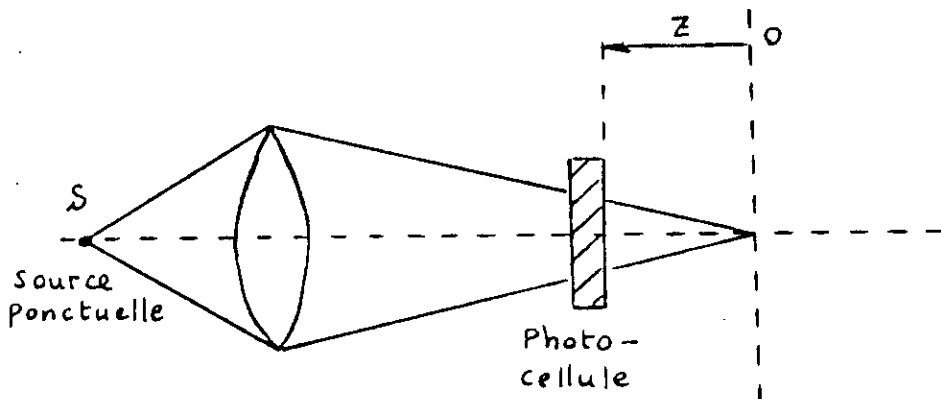


figure 12 contraste par photorésistance

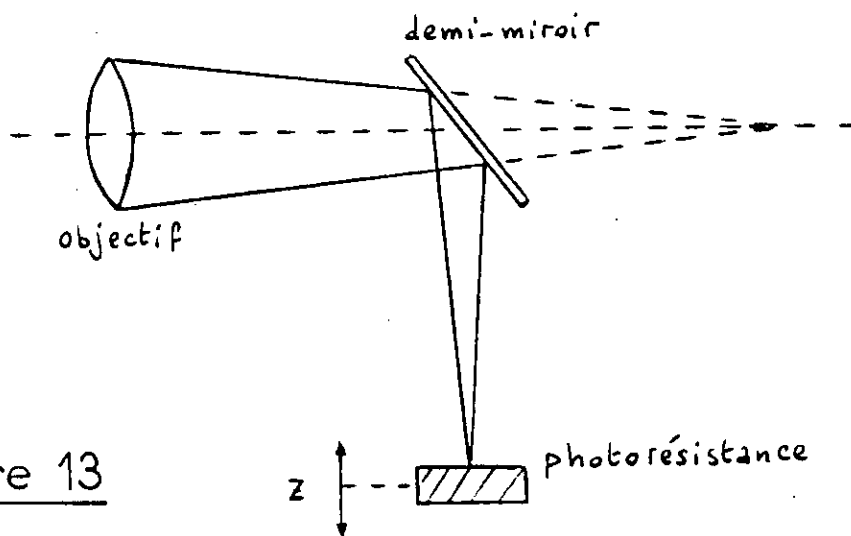


figure 13
application à un
appareil photographique

commandé de sorte qu'il corresponde à la dimension de l'image tombant sur la surface photosensible.

Lorsque l'image est focalisée, la forme étant circulaire, l'analyseur délivrera un signal constant.

Lorsqu'elle est défocalisée, l'analyseur produit un signal seulement lors de l'exploration de l'un des lobes. La sortie de l'analyseur est constituée par le 3ème harmonique de la fréquence d'exploration circulaire. La phase de cette sortie fournit le sens de la défocalisation. Sur la fig(16); pour le plan B, la phase est nulle ==> image directe. Pour le plan C, la phase est 60° ==> image inverse.

c-) Méthode à discrimination entre rayons extrêmes :[2]

Pour illustrer le principe, on considère seulement 3 points A,B,C d'un objet fig(17) et les rayons extrêmes du faisceau lumineux partant de ces 3 points.

L'indice H est relatif à l'extrémité supérieure de la lentille, l'indice K à son extrémité inférieure et l'indice (') aux images des points de l'objet.

Sur la fig(17), les plans (P0), (P1) et (P2) sont respectivement des plans image focalisée, défocalisée avant, défocalisés arrière. Dans le plan focalisé, les rayons extrêmes partant d'un point objet sont focalisés au même point image correspondant. Les 2 rayons, celui qui est relatif à l'extrémité K autant que celui relatif à H contribuent à l'éclairement du point image. Dans un plan défocalisé, par exemple (P1), les rayons issus d'un même point objet ne sont plus concourants sur (P1). Par exemple : Le rayon AH donne le point image A'₁H et le rayon AK, le point image A'₁K. En termes d'éclairement, on peut dire que l'image A'₁H est dûe à l'éclairement issu du point A par le rayon AH et A'₁K par AK. On peut diviser ainsi l'éclairement issu de chaque point en deux éclairagements EH et EK l'un relatif aux rayons de la partie supérieure de la lentille et l'autre à la partie inférieure que nous représentons sur la fig(18) pour les plans (P0), (P1) et (P2).

Dans le plan focalisé P0, les répartitions d'éclairagements EK et EH sont superposées alors que dans les plans défocalisés P1 et P2, EH est, respectivement, en retard ou en avance par rapport à EK. De plus, le retard ou décalage est fonction de l'importance de la défocalisation, exprimée par la distance P0 P1 ou P0 P2.

Pour faire une discrimination entre rayons extrêmes, issus de la partie supérieure et inférieure de la lentille, on subdivise l'objet en parties élémentaires, chacun constituant un point de l'objet. On ne considère qu'une dimension de l'objet x; celà est suffisant. On dispose une ligne de lentilles élémentaires dans le plan image. Le faisceau lumineux issu de chaque élément de l'objet est perçu entièrement par une seule

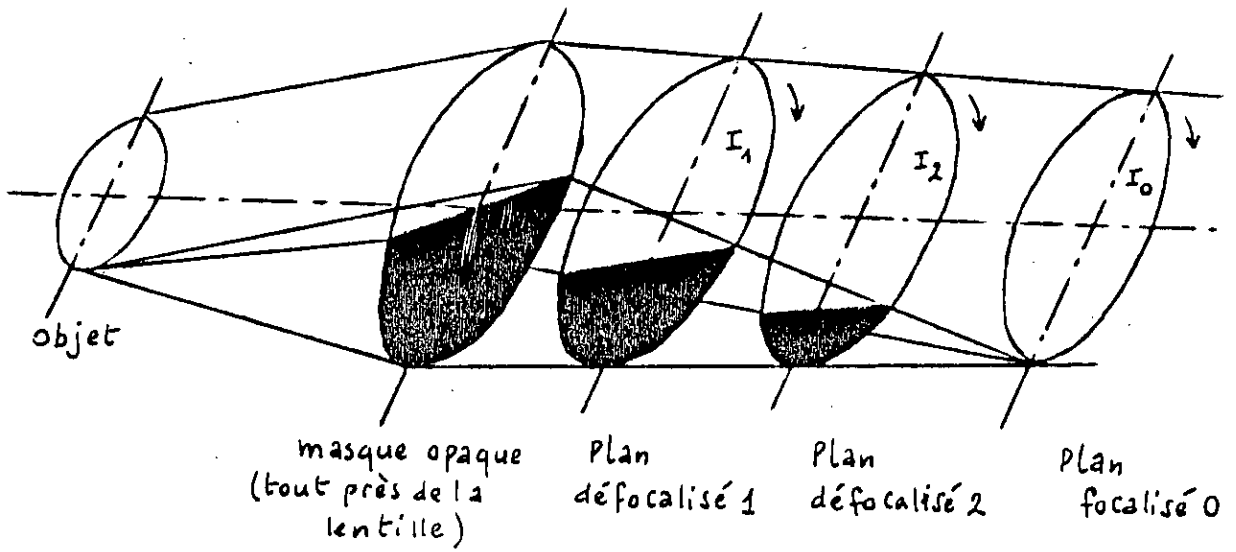


figure 14

technique de Harrison

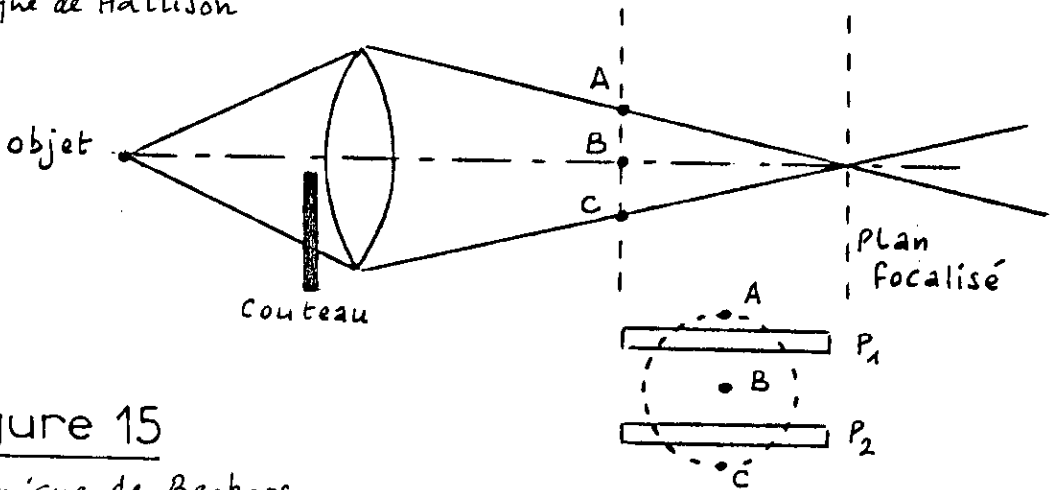


figure 15

technique de Beckers

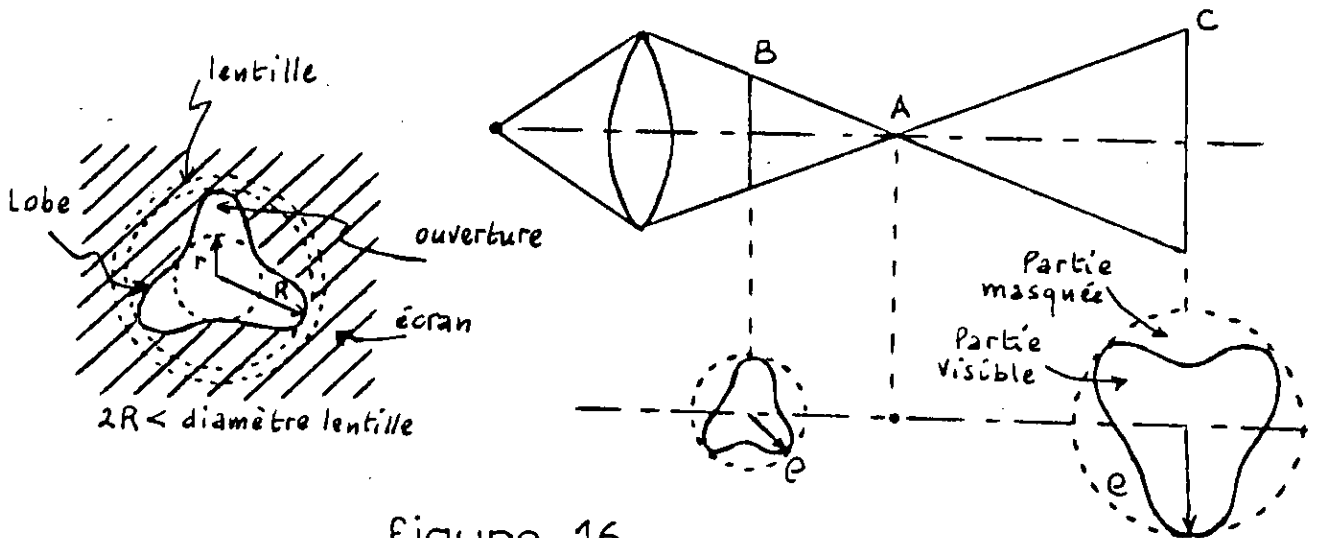


figure 16

technique de masque à forme

des lentilles élémentaires. Derrière chaque lentille élémentaire, se trouve une paire de photo-détecteurs de sorte que le faisceau lumineux issu de la partie supérieure de la lentille L, à partir d'un point, tombe sur le photo-détecteur supérieur de la paire de photo-détecteurs relative à l'une des lentilles élémentaires. De même pour la partie inférieure; fig(19).

Lorsqu'on déplace le plan image, le point dont le faisceau est perçu par une des lentilles élémentaires n'est plus le même. Ainsi, chaque photo-détecteur de la paire de photo-détecteurs continue à recevoir toujours la même moitié du faisceau, inférieure ou supérieure, mais issue d'un point différent si on déplace le plan des photo-détecteurs.

De cette façon on peut discriminer entre EK et EH, les éclairissements issus respectivement, de la partie inférieure et de la partie supérieure de la lentille L. Pour l'évaluation du déphasage, la procédure est la suivante:

- 1- La répartition d'éclairement est échantillonnée et numérisée.
- 2- On compare les éclairissements supérieur et inférieur relatif à chaque point EK_i - EH_j . pour chaque $i= 0, \dots, n$.
- 3- On décale EH par rapport à EK d'un pas puis on compare de nouveau EK_i et EH_{i+1} ; $i= 0, \dots, n-1$.
- 4 - On continue de décaler et de comparer jusqu'au nombre de pas maximum.
- 5 - Soit j le nombre de décalages qui correspond au meilleur résultat de la comparaison, c-à-d à la coïncidence maximale des EK_i et EH_j . C'est pour ce décalage que la superposition des EK et EH a lieu. Il représente l'amplitude de la défocalisation.

d -)- Méthode à balayage de l'image:

Le balayage de l'image consiste à laisser éclairer à chaque instant une partie différente de l'image, le reste étant masqué et l'éclairement de cette partie est détecté. Ainsi, on obtient l'éclairement en fonction du temps qui se ramène à la répartition d'éclairement , le balayage étant périodique.

Les techniques peuvent différer selon le type de balayage, le type de photo-détecteurs, l'analyse et le traitement du signal des photo-détecteurs.

-Technique de KALLMANN :[2]

Elle est à la base de toutes les techniques utilisant le balayage de l'image.

Dans le système optique simplifié de la fig(20), on dispose dans le plan image une rangée de photo-détecteurs élémentaires séparés par des intervalles en matériau non photo-détecteur. Cette rangée se

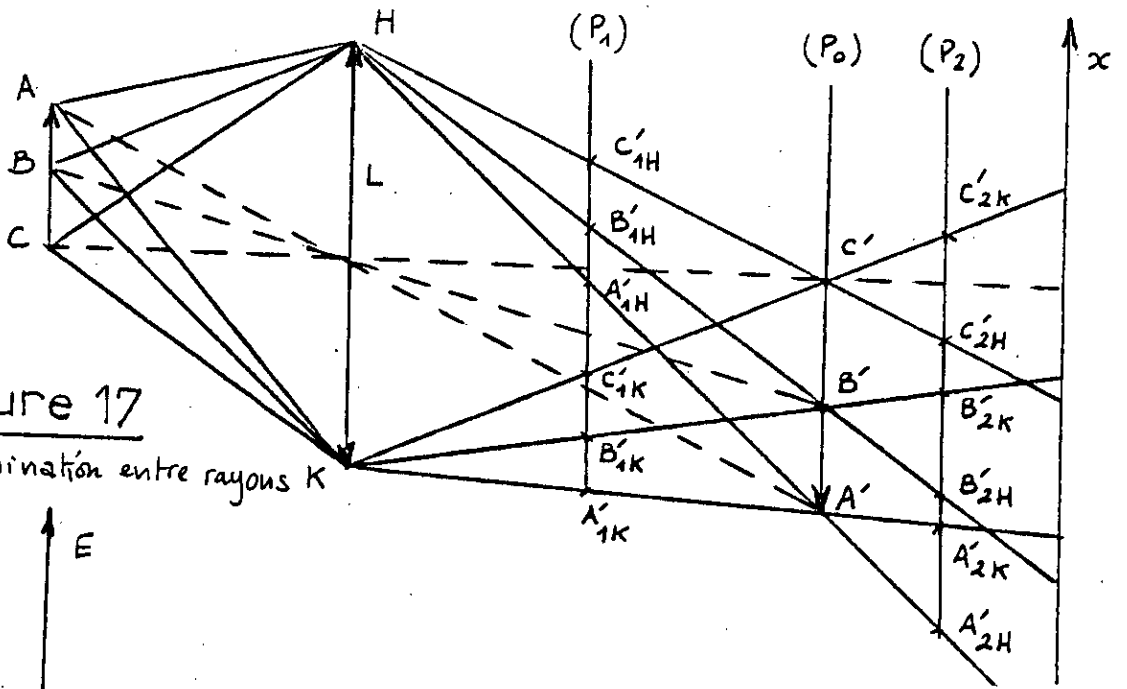


Figure 17

discrimination entre rayons K

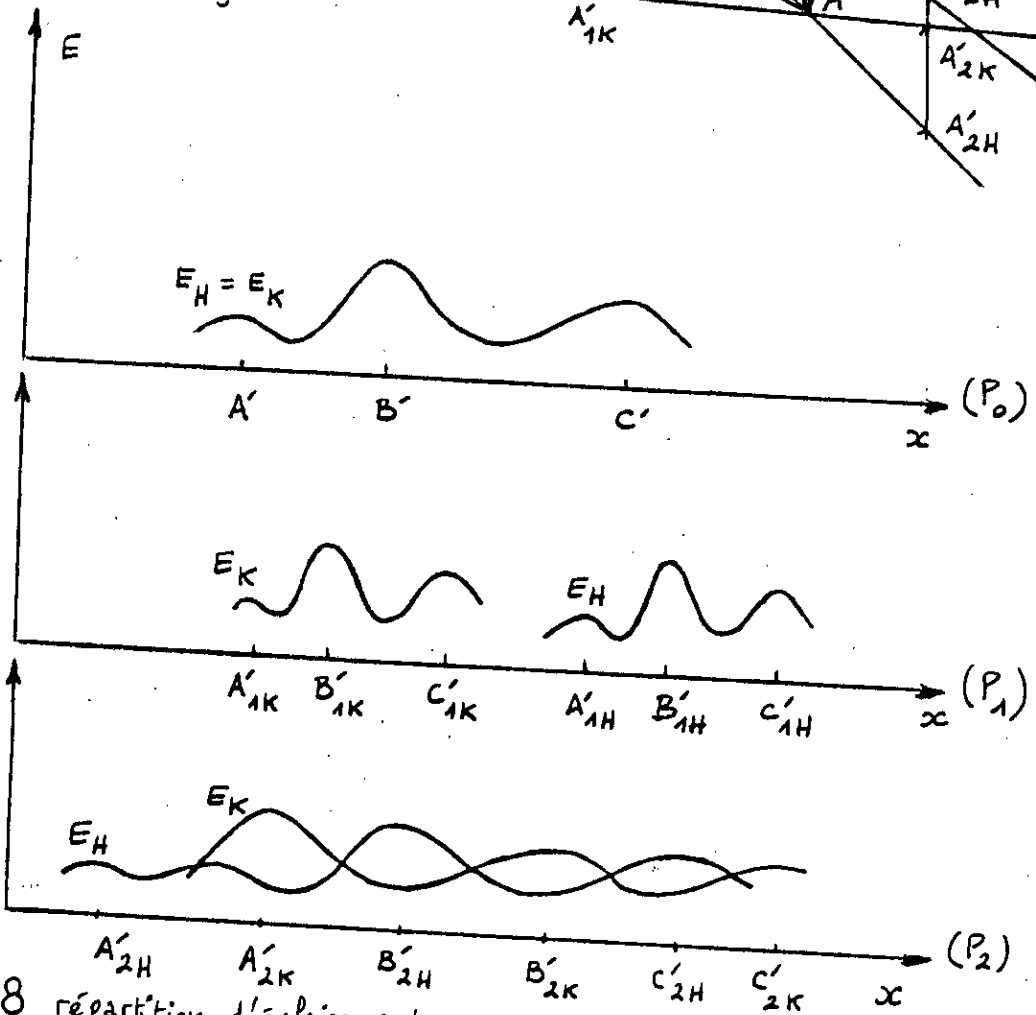


Fig. 18

répartition d'éclairiments

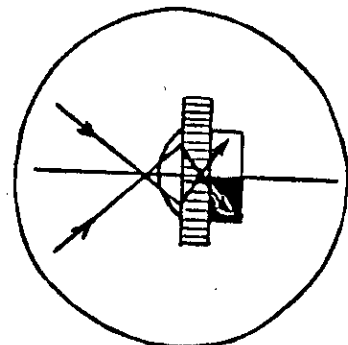
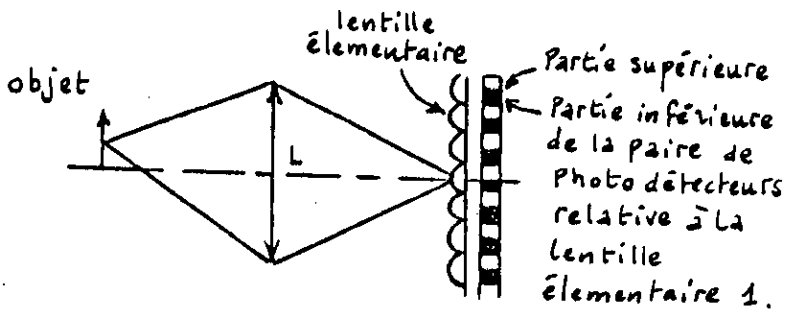


Figure 19

détection de la répartition

agrandissement (détails)

déplace à une vitesse V le long de l'axe OZ . On a représenté 3 positions de la rangée correspondant chacune à un plan image.

Dans la position (1), le faisceau lumineux tombe sur, les photo-détecteurs 3 à 9.

Dans la position (2), sur les photo-détecteurs 5,6 et 7.

Dans la position (3), sur le photo-détecteur 6.

Lorsque la rangée sera déplacée le long de l'axe OZ d'un demi-pas $W/2$ vers le haut par exemple, selon la position de la rangée, d'autres photo-détecteurs seront excités :

position (1) : photo-détecteurs 4 à 9.

position (2) : photo-détecteurs 6 et 7.

position (3) : aucun photo-détecteur.

Un autre demi-pas de la rangée vers le bas, on se retrouve dans la situation initiale. On peut constater que pour la position (1), alternativement 6 et 7 photodétecteurs sont excités. On a de même :

position (2) : 2 photo-détecteurs et 3.

position (3) : 1 photo-détecteur et aucun.

On peut voir qu'en passant de la position (1) à (3), la différence d'éclairement capté par la rangée de photo-détecteurs entre l'instant initial et un demi-pas plus tard, augmente; ainsi pour la position (1), la différence est de 1 photodétecteur sur 7; dans la position (2), elle est de 1 photo-détecteur sur 3, elle est dans la position (3), de 1 photo-détecteur sur 1: elle est maximale.

Le raisonnement ci-dessus est valable pour un point. Pour plusieurs points, le raisonnement est analogue. L'éclairement est modulé en amplitude et l'amplitude de cette modulation décroît lorsque le défaut de mise au point augmente. Le signal sortant des photo-détecteurs sera périodique, de fréquence $f = n \cdot v$ où v désigne la vitesse de déplacement de la rangée et n le nombre de photo-détecteurs, l'allure de l'amplitude du signal modulé en fonction de l'erreur de mise au point est donnée en fig(21); au lieu d'une rangée de photo-détecteurs séparés par des intervalles insensibles à la lumière, on peut placer devant cette rangée une grille qui donnera des intervalles masqués et d'autres éclairés.

KALMANN montre que la meilleure résolution possible est obtenue pour $W = 2,44 \lambda f/D$ (I.7)

où : λ = longueur d'onde de la lumière utilisée
 D = diamètre de la lentille
 f = Focale de la lentille

Une façon de réaliser un balayage statique serait par exemple la suivante : fig(22)

On dédouble la grille et la rangée de photo-détecteurs et on alimente alternativement la rangée A puis la rangée B de photo-détecteurs, la rangée non alimentée ne donnant aucun signal de sortie même lorsqu'elle est éclairée. La largeur des rangées doit être aussi faible que possible.

-Technique de KALPAGAM - NAIDU : [10]

Le critère de qualité d'image utilisé ici repose sur la notion de self-entropie de l'image; qui est une mesure de la valeur moyenne de la quantité d'information reçue dans le plan image; par définition :

$$H = -\sum_{i=1}^n P_i \cdot \text{Log} P_i \dots \dots \dots (\text{I.8})$$

où : P_i représentent les fréquences relatives (probabilités) des niveaux de gris de l'image; avec:

$$\sum_{i=1}^n P_i = 1 \dots \dots \dots (\text{I.9})$$

Si l'état de focalisation varie, le nombre des niveaux de gris, n ; change, on montre (KALPAGAM) que l'information associée à un état ayant le nombre maximal de niveaux de gris est :

$$H_{\text{max}} = H + \text{Log} \frac{I_{\text{max}}}{I_x(Z)} \dots \dots \dots (\text{I.10})$$

où $I_x(Z)$ = l'intensité de l'image à la position x , comme fonction de la défocalisation Z . Ceci montre que le maximum d'information est associé avec l'état donnant le maximum d'intensité; et en utilisant l'équation de la diffraction d'image, HOPKINS, (1955); LOHMANN et STREIBL (1983), montrent que cet état à I_{max} n'est autre que l'état de focalisation : $Z=0$. La méthode de KALPAGAM-NAIDU localise le plan de la meilleure focalisation par calcul de la différence ΔI entre plans successifs et plan initial. Le plan avec ΔI maximum dénote le plan de la meilleure focalisation; fig(23).

Dans le montage proposé, le détecteur d'image est une aire linéaire à photodiodes à autobalayage le (IPL M512) avec 256 éléments détecteurs ayant une résolution de 50 μm . Ce détecteur balaye l'image sous le contrôle d'un μP . La lentille est entraînée par une vis solidaire à l'axe d'un moteur pas à pas.

-Technique utilisant le formalisme de FOURRIER : [2], [3].

Le phénomène de diffraction d'une lumière passant par une ouverture limitée fig(24 a et b) peut être expliqué par la théorie du signal: les

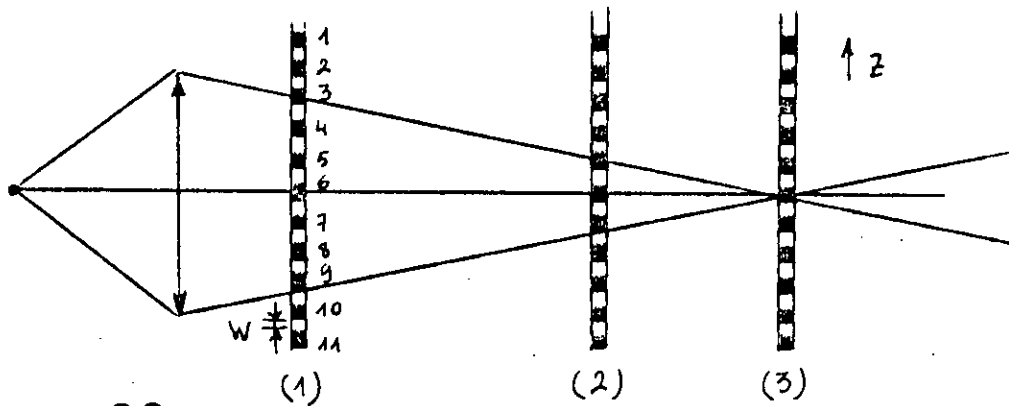


figure 20

technique de Kallmann

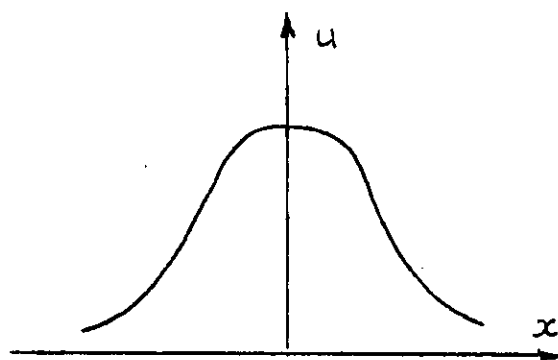


figure 21

amplitude en fonction de la défocalisation

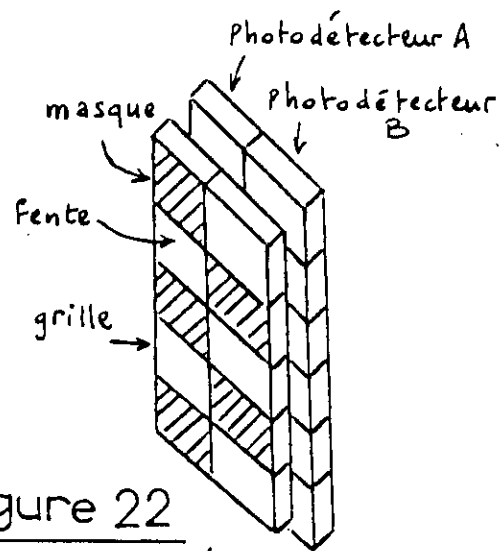


figure 22

balayage statique

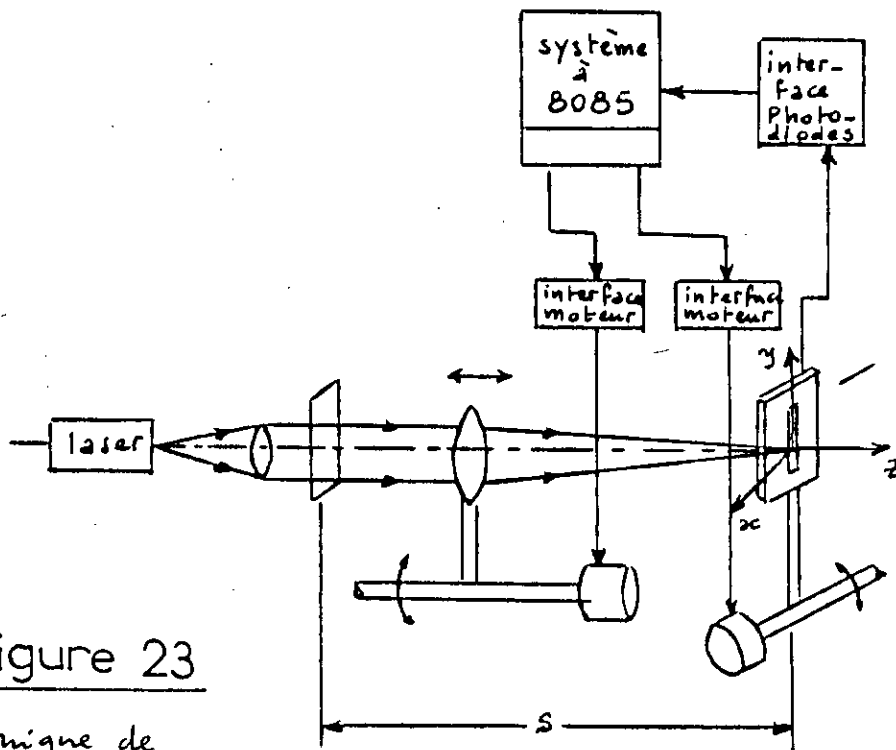


figure 23

technique de Kalpagam

images diffractées correspondent aux composants de la transformée de FOURRIER de l'éclairement de l'objet (ou source).

Dans le cas où l'ouverture est remplacée par une lentille convergente de diamètre $D = b$, l'image centrale aura comme diamètre $2\varphi_0 = 2.44 f \lambda D$. Il y'a normalement moins de détails dans l'image formée par un système lentille que dans l'objet lui-même (ou source); et le degré de perte de détails dépend de l'amplitude de défocalisation et des aberrations optiques du système lentille. f est la distance focale de la lentille.

Le système lentille peut être considéré (HOPKINS, 1962) comme un système linéaire; sa performance est caractérisée par la fonction d'étalement ponctuel qui est la distribution d'intensité de l'image d'un point objet idéal. (Par analogie à la réponse impulsionnelle d'un système linéaire électrique).

Une mesure plus commode de la performance du système lentille est la fonction de transfert optique; (Par analogie à la réponse fréquentielle d'un système linéaire électrique). suivant que l'éclairage est cohérent ou incohérent, cette fonction de transfert est linéaire à condition de caractériser l'onde lumineuse par son amplitude ou son intensité, respectivement. l'intensité représente la moyenne temporelle de l'amplitude :

$$I = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T |u| \cdot |u| dt = u^2 \dots \dots \dots (I.11)$$

soit dans notre cas, un éclairage cohérent; tel que si on considère $U_0(x_0, y_0)$ amplitude de l'onde lumineuse du point objet (x_0, y_0) ; $U_g(x'_0, y'_0)$ celle du point image de la bande centrale, et $U_i(x_i, y_i)$ celle du point image d'une bande secondaire (diffractée).

U_g est proportionnelle à U_0 ; et U_i est reliée à U_g par :

$$U_i(x_i, y_i) = \iint_{\mathbb{R}} |h(x_i - x'_0, y_i - y'_0)| U_g(x'_0, y'_0) dx'_0 dy'_0 \dots \dots (I.12)$$

qu'on note $U_i = h * U_g$ (convolution).

h est la réponse impulsionnelle du système en éclairage cohérent. Dans le domaine fréquentiel on a : $U_i(f_x, f_y) = H(f_x, f_y) U_g(f_x, f_y) \dots \dots (I.13)$

où H est la T.F de h ; c'est la fonction de transfert optique du système en éclairage cohérent. f_x et f_y sont des fréquences spatiales; leur dimension est l'inverse d'une longueur (celle d'une fréquence temporelle est l'inverse d'un temps); la fig(25) montre la fonction de transfert optique pour une lentille idéale en position focalisée et défocalisée à différents degrés.

On constate que les composants HF sont plus sensibles à la défocalisation, pour une fréquence :

$$F_{XB} > F_{XA}, \text{ on obtient un écart : } HB_0 - HB_2 > HA_0 - HA_2$$

l'indice 2 étant relatif à la courbe de défocalisation (2); tandis que l'indice 0 se reporte à celle de la position focalisée(0).

Ceci peut s'expliquer par le fait qu'avec des défocalisations prononcées, il est possible de voir de grossiers détails (correspondants aux BF spatiales) dans l'image. Si la focalisation s'améliore, de plus en plus de détails commencent à être visibles jusqu'à la meilleure focalisation où on peut percevoir les très fins détails (correspondants aux HF spatiales). Dans le but d'obtenir la focalisation la plus précise, il est souhaitable d'utiliser les hautes fréquences spatiales qui sont les plus sensibles à la défocalisation.

Malheureusement ce sont justement les fréquences pour lesquels le contraste de l'objet est le plus bas, d'où une détection plus difficile.

Un meilleur compromis est trouvé (GRIMBLEBY,1987); la plage de fréquence la plus sensible à la défocalisation et facilement détectable s'étend de :

$$0,25 \cdot \frac{f_{max}}{2} \text{ à } 1,75 \cdot \frac{f_{max}}{2} \dots\dots(I14)$$

Une fois la bande de fréquences spatiales optimale déterminée, il faut filtrer le spectre complet pour ne conserver que les composants de cette bande. Le filtrage peut être un filtrage direct des fréquences spatiales ou un filtrage de fréquences temporelles après transformation des premières en temporelles. On vient de voir que $|H|$ donc $|U_i|=|H| \cdot |U_G|$ est maximal à la focalisation; c'est un critère qui peut par conséquent caractériser la mise au point. RALPH GAGNON identifie le contraste par la fonction d'autocorrélation :

$$r(\xi_x, \xi_y) = \iint_{\mathbb{R}^2} I(x + \xi_x, y + \xi_y) \cdot I(x, y) dx dy \dots\dots(I15)$$

où $I(x,y)$ est la répartition d'éclairement de l'image (W/m^2).

Intuitivement, cette identification résulte du fait que le contraste représente la différence d'éclairements entre les différents points de l'image, donc une relation qu'on peut assimiler à une autocorrélation. L'intégration ci-dessus devient finie puisque l'image est finie. La relation (15) après transformation de FOURRIER devient :

$$R(f_x, f_y) = |L(f_x, f_y)|^2 \dots\dots(I16) \text{ qui est équivalente à une D.S.E.}$$

GAGNON assimile le courant de sortie d'un photo-détecteur se déplaçant à vitesse uniforme dans le plan image par la fonction de corrélation :

$$L_p(\xi_x, \xi_y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} P(x - \xi_x, y - \xi_y) \cdot I(x, y) dx dy \dots\dots(I17)$$

où $P(x,y)$ est la sensibilité du photo-détecteur (A/W); L_p étant l'éclairement mesuré par la photodiode. La relation (17) devient après T.F :

$$L_p(f_x, f_y) = P^*(f_x, f_y) \cdot L(f_x, f_y) \dots\dots(I18)$$

qui est équivalente à une densité interspectrale. Si on élève au carré cette dernière relation, on obtient:

$$L_p^2 = P^2 \cdot L^2 \dots\dots(I19)$$

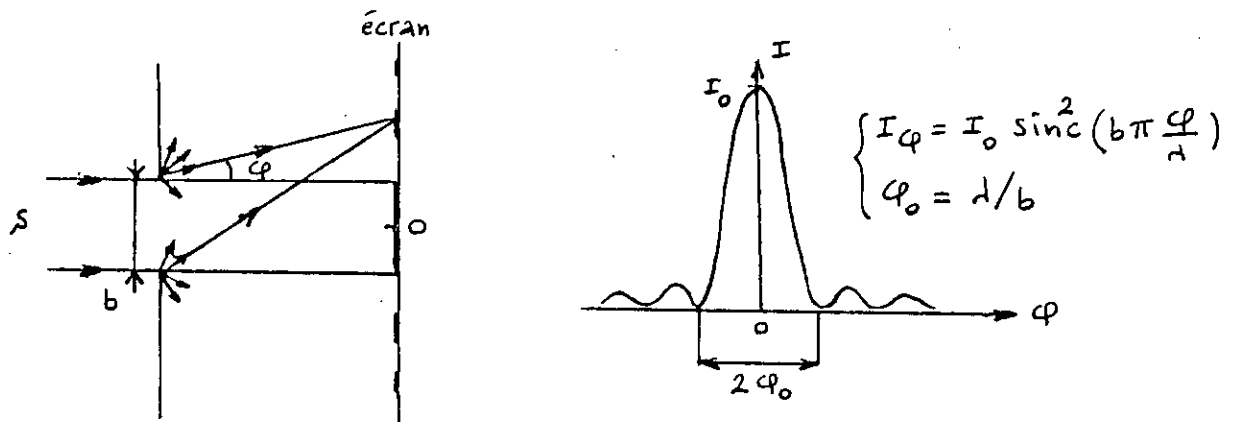


figure 24a-b phénomène de diffraction

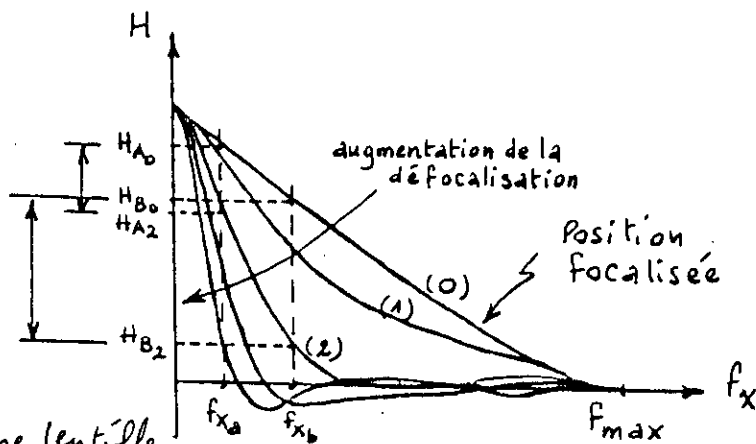


figure 25

transmittance d'une lentille

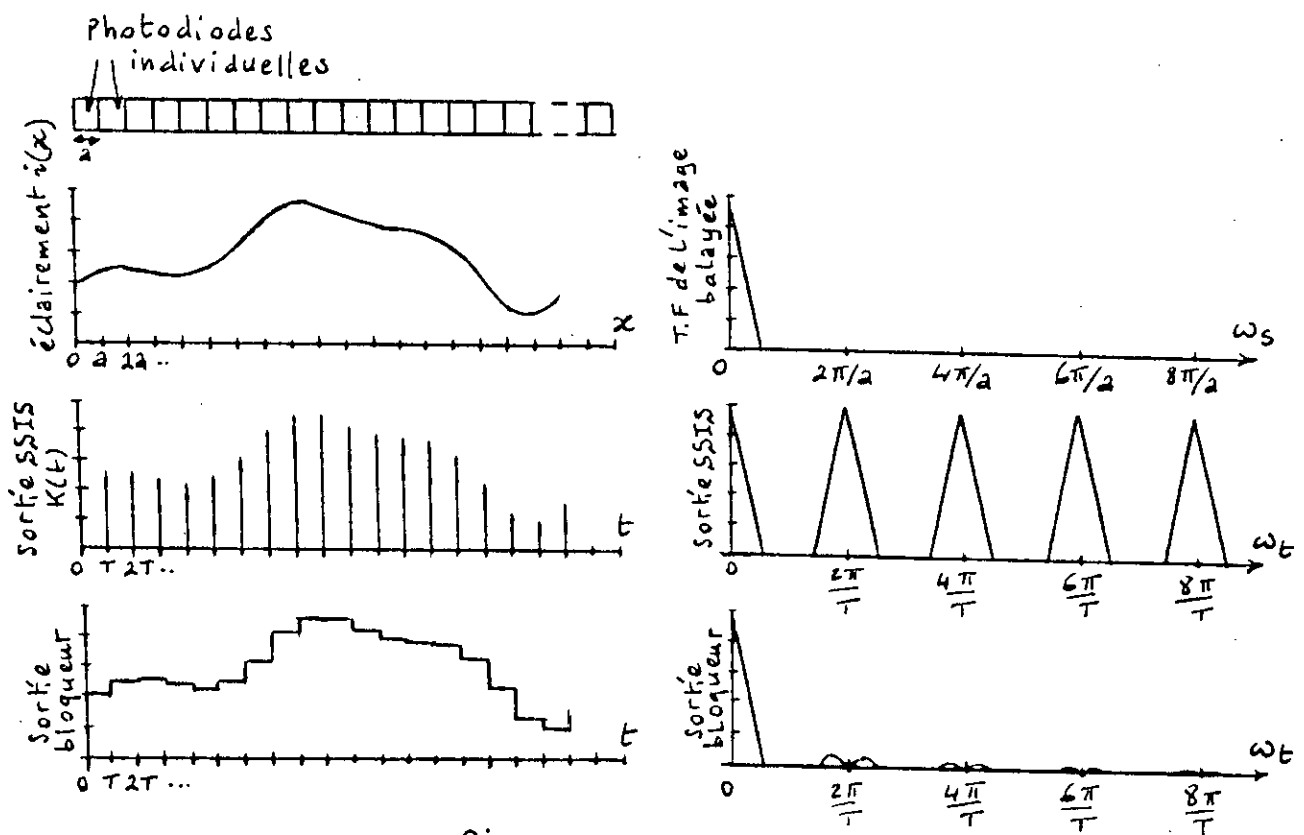


figure 26

détection d'éclairissement par le SSIS

ou bien :

$$L_p^2(f_x, f_y) = P^2(f_x, f_y) \cdot R(f_x, f_y) \dots \dots \dots (I.20)$$

Cette relation montre que le spectre de fréquences du photo-détecteur rend compte du contraste de l'image puisque celui-ci est représenté par le spectre de fréquence de la fonction de corrélation fréquentielle $R(f_x, f_y)$.

Physiquement, les fréquences du spectre du courant de sortie du photo-détecteur sont temporelles et non spatiales. En fait, un photo-détecteur en mouvement uniforme dans le plan de l'image effectue une transformation de fréquences spatiales en temporelles.

Un balayage unidimensionnel de l'image est considéré, parce que pour la plupart des objets naturels, il est improbable de trouver des variations significatives des contenus fréquentielles spatiales, avec la rotation.

Les photosenseurs à balayage, possibles, incluent les photomultiplicateurs à balayage mécanique, les vidicons et les senseurs d'images linéaires à état solide (SSIS); ces derniers ont les avantages de la taille réduite, la robustesse, la fiabilité et la faible consommation.

Les SSIS consistent en une région linéaire typiquement de 256 ou 1024 photodiodes rassemblées, avec la circuiterie d'accès séquentiel et individuel, dans un circuit intégré monolithique. (Ex.: le CCD111 de Fairchild). Les diodes sont arrangées en une lignée linéaire comme montré fig(26).

Chaque diode génère un photocourant proportionnel aux flux photonique intégré sur une surface sensitive. Si le détecteur idéal est éclairé par une image, où la distribution de l'intensité le long de la direction de balayage x est donné par $i(x)$; la sortie du SSIS est $K(t) = \beta i(vt)$ où v = vitesse de balayage, β = Constante.

Une variation sinusoïdale de l'éclairement $i(x) = A \sin(W_s \cdot x)$ génèrera un signal électrique: $K(t) = \beta A \sin(W_s \cdot vt)$, d'où une simple relation de proportionnalité entre la fréquence temporelle et spatiale :

$$W_t = V \cdot W_s \rightarrow F_t = V \cdot F_s \dots \dots \dots (I.21)$$

Comme un SSIS réel mesure l'intégration de l'éclairement à travers la surface des diodes: $\int_0^T k(t) dt$; il suffit de multiplier cette quantité par $1/T$ (procuré par un filtre) pour avoir l'intensité moyenne mesurée par chaque diode avec $T = a/v$.

PREMIERE VARIANTE

Le principe d'une focalisation automatique basée sur un balayage électronique et un filtrage temporel est décrit fig(27).

Le photo-détecteur commence son balayage sous l'action de la commande de balayage enclenchée par le générateur d'impulsions d'horloge. Son signal de sortie est amplifié, différencié pour supprimer la composante continue, filtré par un filtre passe-haut pour éliminer les composantes BF qui renferment peu de renseignements sur l'erreur de mise au point puis enfin redressé. Le signal continu obtenu dépend de la distance Z séparant le plan focalisé du plan de formation de l'image où est placé le photo-détecteur. Il est maximal à la mise au point, c-à-d pour $Z = 0$.

Le sens de la défocalisation est déterminé grâce aux circuits à mémoire 1 et 2 du comparateur. A l'instant T_1 , le photo-détecteur occupe la position, Z_1 d'où un signal $U(Z_1)=U_1$; à T_2 , l'objectif ayant été déplacé, le photo-détecteur est en Z_2 , d'où une sortie du redresseur $U_2=U(Z_2)$. U_2 et U_1 étant emmagasinés dans 2 circuits à mémoire, on peut effectuer la différence U_2-U_1 .

Si $U_2 > U_1$, la nouvelle position est moins défocalisée que la première, il faudra déplacer l'objectif dans le même sens pour annuler l'erreur de mise au point.

Si $U_2 < U_1$ c'est le contraire. Une application pratique de ce principe est réalisée par GRIMBLEBY, concernant la focalisation automatique d'un endoscope médical; fig(28).

Le filtre utilisé est à réponse de SCHEBYCHEV du 4ème ordre, sa réponse fréquentielle est équivalente à celle d'un correcteur PD.

Ce filtre, au lieu d'un filtre passe-bande, accentue les contours de l'image par différenciation; et compense l'atténuation des composants HF de l'image causée par le système lentille.

DEUXIEME VARIANTE:

Une autre variante qui cette fois-ci, utilise un balayage mécanique et un filtrage direct des fréquences spatiales grâce à un réseau de phase.

Le réseau de phase décrit dans [2], constitue un filtre passe-bande de fréquences spatiales à une dimension; l'effet du filtre est de laisser passer seulement deux bandes; l'une BF et l'autre HF; la partie BF est éliminée après transformation des fréquences spatiales en fréquences temporelles; c-à-d après photo-détection, grâce à un filtre électrique passe-haut; fig(29).

Le photo-détecteur est animé d'un mouvement sinusoïdal le long de l'axe optique de période constante, d'amplitude prédéterminée, grâce à un oscillateur agissant sur un circuit de commande du vibreur. On obtient ainsi une modulation du trajet optique. La sortie du photo-détecteur est amplifiée puis filtrée (passe-haut) pour éliminer les fréquences temporelles correspondant aux fréquences spatiales basses. La sortie V du filtre passe-haut est représentée en fonction de

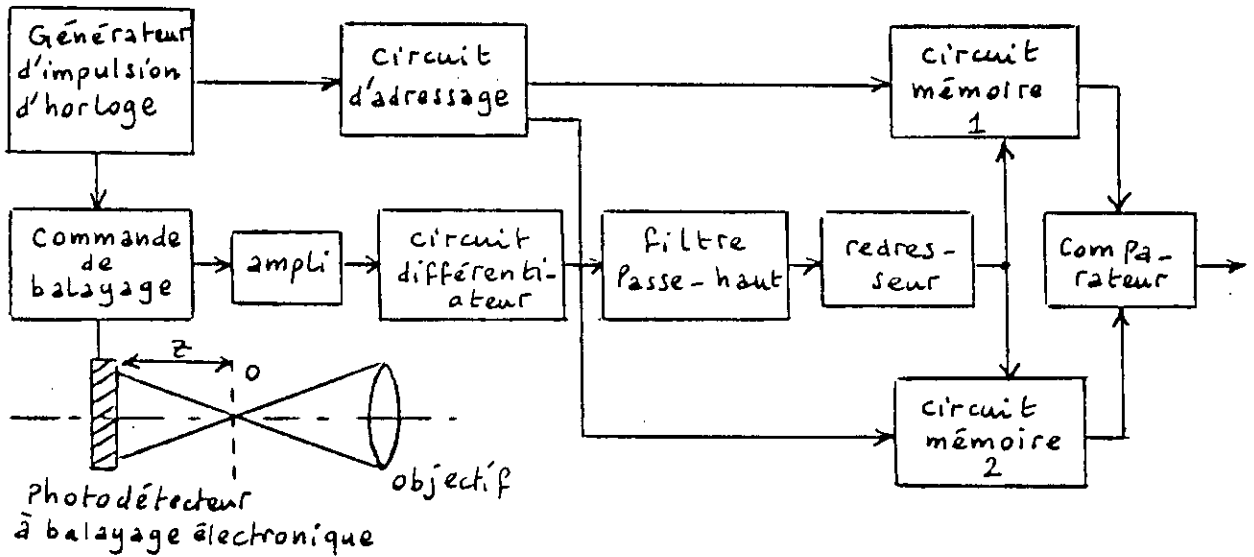


figure 27

Principe du balayage et filtrage électronique

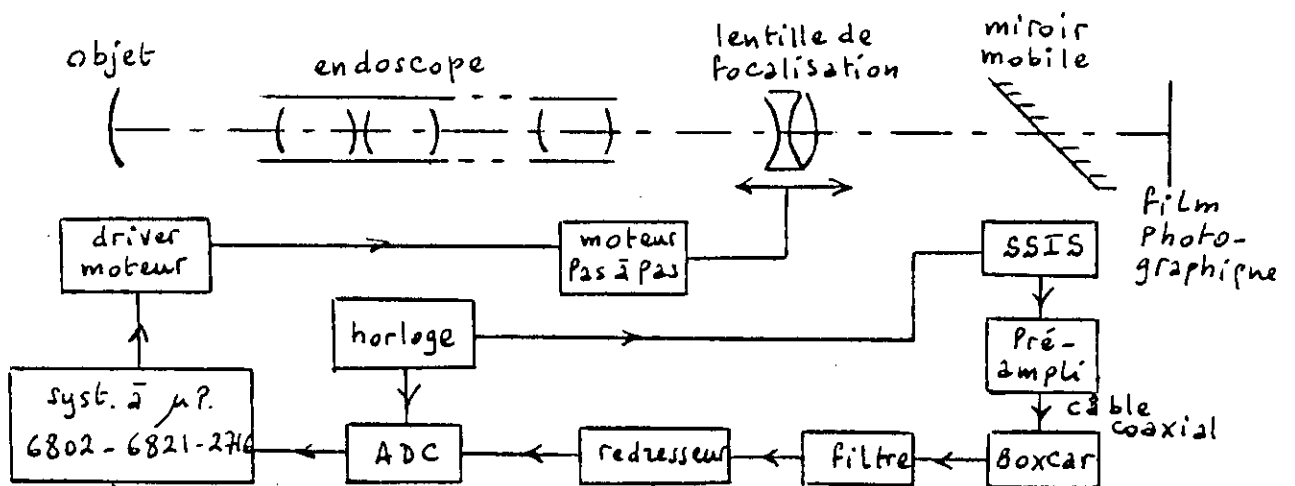


figure 28

application à un endoscope

l'erreur de mise au point Z fig(30); V(z) est le signal obtenu sans modulation du trajet optique (sans vibration horizontale h); il est maximal à la focalisation (Z=0).

Pour une défocalisation >0, (Z>0); ex : Z₁, on a V(Z)=P₁+e₁ .

Pour une défocalisation <0, (Z<0); ex : Z₂, on a V(Z)=P₁+e₂. Où: P₁=composante HF, e₁ et e₂ sont des signaux sinusoïdaux de modulation déphasés de π. Toutes les positions correspondant à une erreur de mise au point >0 donnent lieu à un signal de modulation e₁, sinusoïdal de phase 0, tandis que celles pour lesquelles l'erreur de mise au point est <0, le signal de modulation est e₂ dont la phase est π. La modulation h correspond au mouvement sinusoïdal du photo-détecteur le long de l'axe optique. L'intérêt de cette modulation est donc la détection du sens de la défocalisation; tandis que V(Z)=max, permet de chercher la focalisation Z=0.

Un avantage considérable du filtrage direct des fréquences spatiales est la modification de la fréquence centrale et de la largeur de la bande passante par simple déplacement du réseau; pour une position fixe de l'objet, la position optimale du réseau, c-à-d celle pour laquelle la détection est la plus précise, est celle pour laquelle l'amplitude du signal de sortie du filtre passe-haut est maximale. Une amélioration du mécanisme de balayage consiste à déplacer l'image à balayer au lieu de déplacer la fente du disque, grâce à un miroir réfléchissant oscillant.

TROISIEME VARIANTE:

Une variante plus intéressante, utilise des détecteurs électroniques de transformée de FOURRIER direct, DEFT [2]; cela est réalisé en modulant le courant de sortie d'un photo-détecteur par des ondes acoustiques. La composante modulée du courant de sortie obtenu, avec un détecteur à une dimension est de la forme :

$$i(t) = k \left[\int_0^a I(x) \cdot e^{-j \frac{\omega}{v} x} \cdot dx \right] \cdot e^{j\omega t} \dots \dots \dots (I.23)$$

où ω/v représente la pulsation spatiale; k est une constante dépendant du photo-détecteur et des ondes acoustiques.

ω = La fréquence d'excitation du transducteur piézoélectrique utilisé.

v = La vitesse des ondes acoustiques dans le milieu de propagation.

$$i(t) = k \cdot I\left(\frac{\omega}{v}\right) \cdot e^{j\omega t} \dots \dots \dots (I.24)$$

c-à-d que la sortie du détecteur qui représente la T.F. du courant I(x), qui à son tour représente l'éclairement mesuré, est modulé par les ondes acoustiques. i(t) est un courant de fréquence ω, d'amplitude proportionnelle à l'amplitude de la composante de fréquence ω/v de la T.F de l'image. Si on fait varier la fréquence d'excitation w du

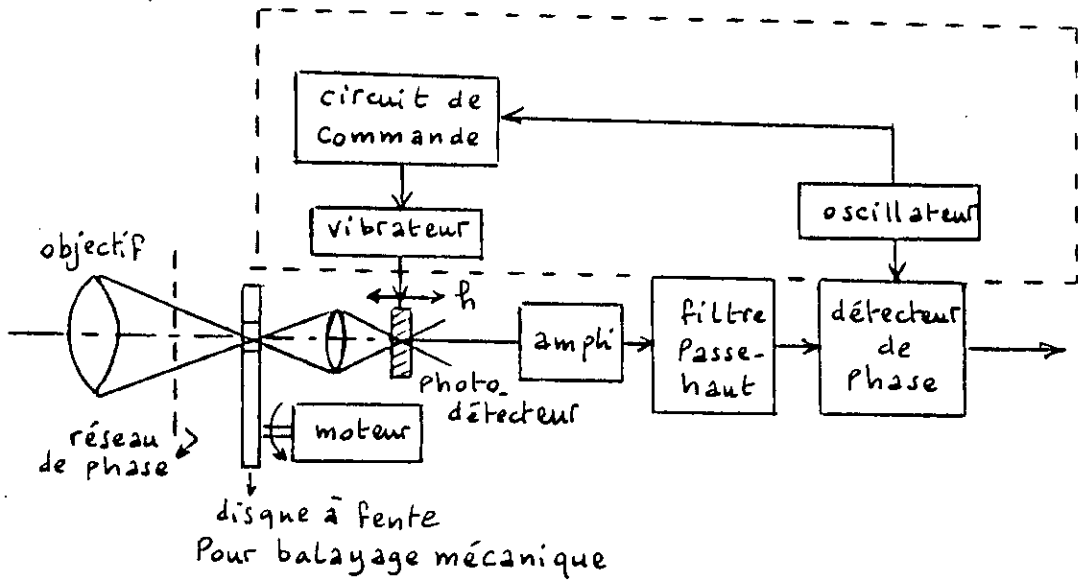


figure 29

Principe du balayage et filtrage mécanique

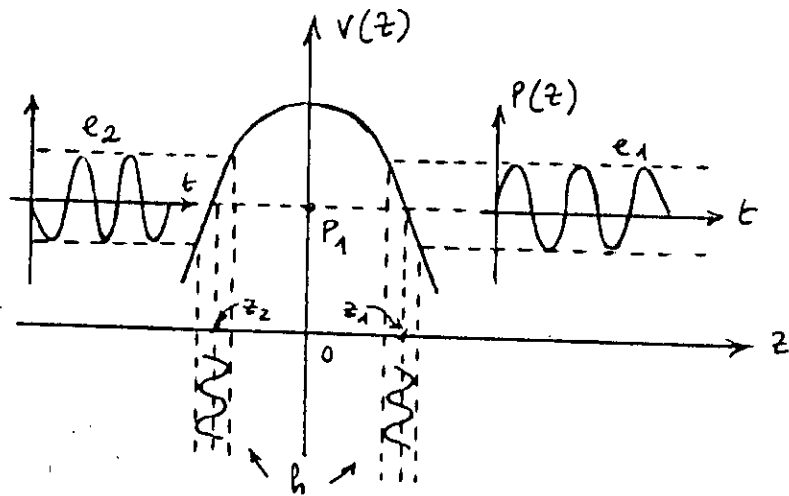


figure 30

Signal non modulé en fonction de la défocalisation

transducteur piézo , on obtiendra le spectre complet de l'intensité de l'image.

Les détecteurs utilisent l'interaction d'ondes acoustiques de surface avec soit le phénomène de la photo-émission, on parle alors de détecteurs électro-photoémissoifs, soit avec le phénomène de la photoconduction et on parle de détecteurs élasto-photo-conductifs. Ces détecteurs permettent des applications variées tels la reconnaissance des formes, la détection de mouvement, la reconstitution d'image, et la mise au point automatique; cette dernière lui suffit une seule fréquence d'excitation de transducteurs piézo pour la détection de la mise au point, et la sensibilité de la détection est d'autant plus élevée que la fréquence choisie est élevée avec le même problème déjà vu, de l'amplitude décroissante des composants du spectre de l'image avec la fréquence; la limitation de la fréquence d'excitation du transducteur piézoélectrique: est [2]:

$$\frac{\pi V_s}{\beta} < \omega < \frac{\pi V_s}{\alpha} \dots\dots\dots (I.25)$$

où α est la longueur de résolution optique, β une estimation de la dimension de l'image (détecteur unidimensionnel) et V_s la vitesse du son.

III - METHODES ACTIVES:

Une onde est envoyée à partir d'un émetteur sur une cible qui la réfléchit. L'onde réfléchie arrive sur un récepteur. En calculant le temps d'aller-retour, ou bien le déphasage entre l'onde émise et l'onde reçue, on en déduit la distance séparant le bloc émetteur-récepteur de la cible, connaissant la vitesse de propagation de l'onde. Les ondes utilisées sont de nature lumineuse ou acoustique. La technique utilisée peut être soit à onde continue mais modulée; soit à onde pulsée.

1 - METHODE PHASOMETRIQUE:

On utilise une LED dont l'intensité varie selon une loi harmonique :

$$I(x,t) = I_0 \sin \omega t \dots\dots\dots (I.26)$$

si le chemin parcouru par une telle onde est de longueur L, alors son intensité à l'arrivée au récepteur est :

$$I(t) = I_0 \sin \omega \left(t - \frac{L}{C} \right) \dots\dots\dots (I.27)$$

la phase du signal initial comparée à celle du signal du récepteur donne la différence de phase :

$$\Delta \varphi = \omega \frac{L}{C} \dots\dots\dots (I.28)$$

Si la fréquence de variation d'intensité est connue, la mesure de la différence de phase $\Delta \varphi$ permet de calculer la distance L/2 de l'objet (ou cible).

Le télémètre à IR de TEXAS [2] adopte ce principe fig(31); où une radiation de lumière IR modulée en amplitude par un signal sinusoïdal est envoyée par un émetteur IR, constitué par une diode luminescente au GaAs, sur la cible.

Après réflexion sur la cible, elle arrive sur un photo-détecteur constitué par une photodiode rapide au Si dont le signal de sortie est amplifié; puis démodulé.

Le signal réfléchi démodulé a un retard φ sur le signal de modulation émis, lié au temps d'aller-retour de l'onde par $\varphi = \omega\tau$ fig (32).

La distance d séparant le bloc émetteur-récepteur de la cible est liée à τ par :

$$\tau = \frac{2d}{c} \dots\dots(I.29)$$

d'où :

$$d = \frac{c}{2} \cdot \frac{\varphi}{\omega} \dots\dots(I.30)$$

où :

$$c = 3.10^8 \text{ m/s}$$

Le déphasage est détecté par le passage à 0 de $r(t)$; $r(t) = 0$ pour $\omega t = \varphi$. Pour faciliter cette détection, on transpose les signaux par battement dans la zone BF, où le déphasage φ reste le même, les signaux sont alors détectés et amplifiés. Ceci permet d'ailleurs d'améliorer la précision. Le système est amélioré en utilisant 2 récepteurs IR. Une partie de la radiation émise est réfléchiée par un miroir situé tout près de l'émetteur sur un 2ème récepteur. Ainsi, on détermine le décalage qui existe entre les ondes reçues par les 2 photo-récepteurs, ce qui élimine les décalages dus au passage dans différents étages du signal d'émission et celui de réception (erreur systématique éliminée).

2 - METHODE SONAR :

Il est évident qu'un système opérant selon le principe radar, et travaillant avec des ondes radioélectriques (se propageant à 300.000 km/sec) ne peut convenir à des distances faibles; pour une distance d'un mètre, le temps d'aller-retour sera de l'ordre de 3ns et il faudra employer des compteurs hyperfréquences pour la mesurer; ainsi, dans notre application, tout rayonnement radioélectrique, optique, ou infrarouge est écarté. Les ondes acoustiques quant à elles, ont un mode de propagation lié au milieu, ce sont des ondes de précision et sont par conséquent, à vitesse beaucoup moins importante que celle de la lumière; environ 340 m/sec; ainsi pour un obstacle situé à 1 mètre de la source; le signal reçu aura effectué un temps aller-retour de l'ordre de 3 ms, temps qui est à la portée des compteurs les plus lents; notre choix s'était donc porté vers les ultra-sons qui ont le mérite d'être inaudibles; cette méthode sera détaillée dans la partie suivante.

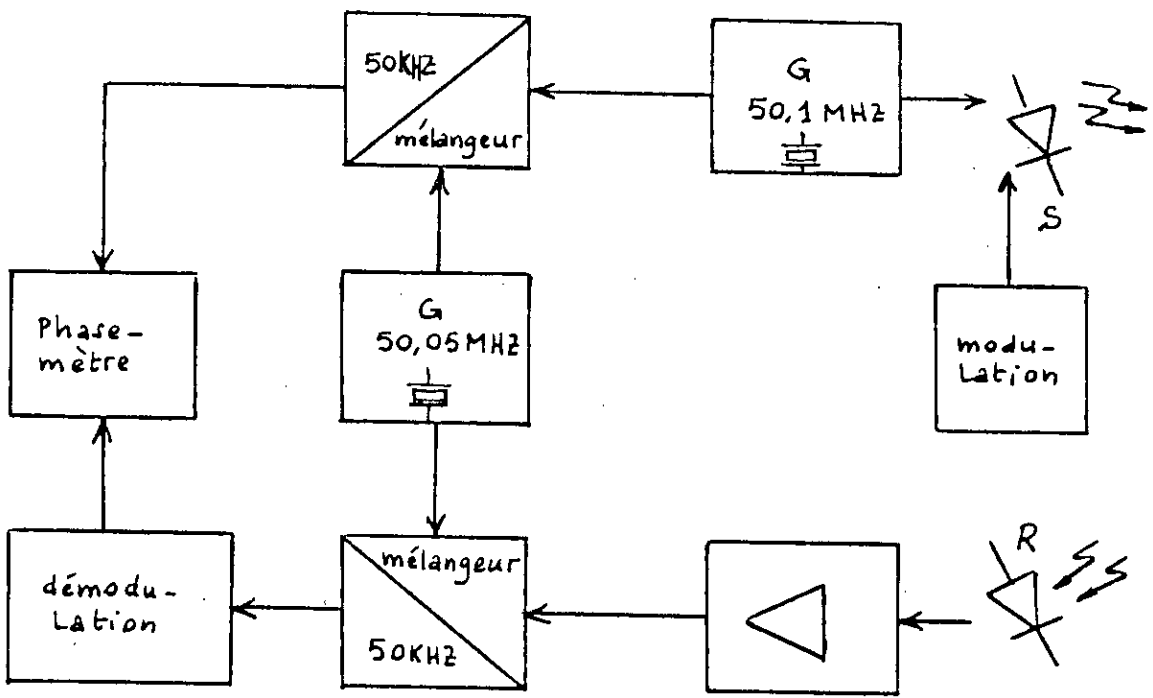


figure 31
méthode phasométrique

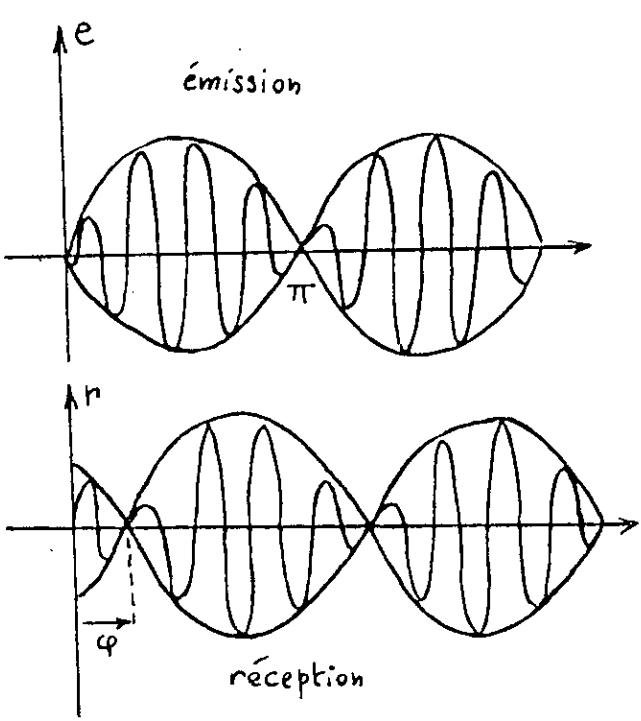


figure 32
déphasage du signal reçu

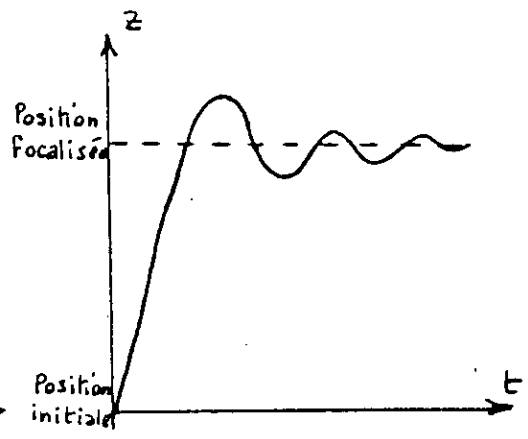


figure 33
dépassements dans les méthodes à balayage

IV - COMPARAISON DES DIFFERENTES METHODES:

1 - POUR LES TECHNIQUES A PARALLAXE :

Dans la méthode de CANON [2]; x est lié à la distance lentilles-objet D par la relation (I.3):

$$D = \frac{f \cdot d}{x}$$

où f = distance focale des 2 lentilles, d = distance séparant les 2 lentilles.

L'erreur sur D est :

$$\Delta D = \frac{\Delta x}{x} \cdot D \dots\dots\dots(I.31)$$

si on néglige les erreurs sur f et d ;

$$\Delta D = fd \frac{\Delta x}{x^2} = \frac{D^2}{fd} \Delta x \dots\dots\dots(I.32)$$

L'erreur Δx est donnée par la largeur d'un élément d'une ligne de photo-détecteurs; elle est fixe. on peut voir que plus la distance est élevée, plus l'erreur est grande.

L'utilisation d'un "Woobler" dans la méthode de NOMURA-ISAKOZAWA ne semble être propre qu'aux microscopes électroniques; la précision de la focalisation annoncée à 0,5 μm près [4]; est accomplie au détriment d'un énorme temps de calcul :150 sec, ceci est dû à la lourdeur de l'analyse, qui nécessite la digitalisation des 2 images puis leur comparaison par programme, pixel par pixel. Si par contre, un Hardware optimisé, est utilisé, la rapidité de la focalisation est estimée n'être qu'à 9 sec.

2 - POUR LES TECHNIQUES A REFLEXION:

L'emploi d'une lentille astigmatique pour générer le signal d'erreur de position (SEP) est assez critique : une simulation de l'effet de la variation des paramètres du système sur le SEP est présentée dans [5], et montre que si l'astigmatisme croît (distance entre les 2 foyers) l'assymétrie de la courbe du SEP croît, et la sensibilité (pente à l'origine) décroît; d'autre part, la linéarité du SEP est d'autant plus altérée que le détecteur en quadrature est mal positionné.

3 - POUR LES TECHNIQUES A CONTRASTE:

L'emploi d'une photo-résistance unique, même de grande surface, a deux inconvénients [2]; d'une part, elle évalue le contraste moyen (valeur), et non le contraste entre tous les points (fonction). De l'autre, la courbe résistance en fonction de l'erreur de mise au point, si elle offre un minimum à la mise au point, elle n'est pas linéaire de part et d'autre de la mise au point. On lui préfère les méthodes évaluant les contrastes locaux.

Les méthodes à masquage partiel du faisceau ont été améliorées par les méthodes à balayage de l'image.

La méthode qui discrimine les faisceaux relatifs à la partie supérieure et la partie inférieure de l'objectif paraît intéressante malgré une électronique demandée assez sophistiquée et la nécessité d'une matrice de lentilles élémentaires [2].

La précision dans la technique de KALLMAN décroît quand la distance objet-lentille augmente [2]; mais le principal défaut est que le balayage est mécanique, ce qui nécessite des parties tournantes.

Les résultats obtenus par KALPAGAM et NAIDU, [10]; pour un objet particulier (grille illuminée par laser); prétendent une précision de focalisation de 50 μm , en un temps d'à peu près 8 sec. La précision annoncée correspond à la résolution du détecteur utilisé (espacement entre photodiodes élémentaires); mais la généralisation de la méthode à des objets quelconques reste à discuter, du moment que le spectre optique de la grille utilisée dans l'expérimentation est très pauvre en harmonique BF (d'où pas nécessité de filtrage selon le formalisme de FOURRIER).

Les méthodes à balayage de l'image avec formalisme de FOURRIER [2], sont identiques dans le principe aux méthodes de balayage précédents; la méthode de la fig(29) a l'air intéressante dans la mesure où on peut changer facilement de bande de détection selon l'objet observé, par simple déplacement d'un réseau. par contre, il vaut mieux utiliser la technique de détection du sens de l'erreur de défocalisation de la fig(27) au lieu de faire vibrer le photo-détecteur.

Les détecteurs élasto-photo-détecteurs décrits dans [2]; paraissent très intéressants puisqu'ils permettent l'accès direct au spectre de FOURRIER de l'image; cependant il faut étudier le spectre de chaque classe d'objets en faisant varier la fréquence du transducteur ultrasonore émetteur d'ondes acoustiques de surface qui modulent la photo-conductivité de la photo-résistance au Cds, et pour le spectre obtenu d'un objet donné, on effectue la détection de la bande de fréquence convenable à la focalisation. A l'heure actuelle, ces détecteurs ne sont pas encore développés suffisamment pour être commercialisés.

Les autres détecteurs à balayage utilisés, comme les SSIS de la fig(28), sont limités dans leurs performances (en bas niveau d'éclairement) par le bruit. Deux types de bruits sont recensés par TALBOT et GRIMBLEBY :

- bruit aléatoire dû aux fluctuations de courant dans les diodes et qui dépendent fortement de la température.
- bruit statique dû à la variation de sensibilité entre les diodes.

Le bruit aléatoire est un facteur limitant de la précision, où il se superpose à l'image balayée et apparaît comme des fluctuations aléatoires à la sortie de l'ADC; malgré cela l'expérimentation faite par ces 2 auteurs révèle une performance obtenue de 0.3 mm de précision en un temps d'une seconde [3].

4 - POUR LA METHODE ACTIVE à IR DE TEXAS :

Le constructeur signale la gamme de distance détectable :1 à 16 mètres:[2]. La limite supérieure étant déterminée par le déphasage maximum (π).

En admettant une erreur sur φ de $\Delta\varphi = \pm 1/4^\circ$, on arrive à une erreur sur la distance de :

$$\Delta = \frac{c}{2} \cdot \frac{\Delta\varphi}{\omega_{HF}} = \pm 210\text{mm}$$

CONCLUSION:

Dans le large éventail d'applications pratiques de la focalisation automatique: notre application s'avère être un cas particulier, du fait des remarques suivantes :

1°) Le rayonnement cohérent du laser CO₂ est très peu divergent sur la gamme de distances qui nous intéresse, et est considéré pratiquement comme un rayonnement incident parallèle sur la lentille de focalisation.

2°) Le plan objet (ou plan source) se situe fictivement à l'infini (en conséquence de la 1ère remarque): tandis que le plan image, lié à la cible doit coïncider avec le plan focal de la lentille par focalisation automatique.

Compte tenu de ces deux remarques, il faut exclure toutes les techniques passives de la focalisation qui considèrent le plan objet variable et par conséquent disposent leurs détecteurs dans le plan image (aucun détecteur ne doit être placé à l'endroit d'impact du laser), même les méthodes utilisant un miroir semi-transparent après la lentille, et qui permettent de placer le détecteur en dehors du plan image (voir par ex. l'application de l'endoscope, fig 28) sont critiquables puisqu'elles utilisent une partie du rayonnement laser (d'où puissance diminuée). En plus, les méthodes à balayage, même si elles paraissent élégantes, autorisent des dépassements transitoires lors de la recherche de la focalisation optimale fig (33). Ce qui est préférable d'éviter.

La méthode active utilisant les u.s paraît être simple et mieux adaptée à notre application, la méthode aux IR étant limitée à 1m de distance minimale et sa précision est médiocre, voir plus haut.

C H A P I T R E II

MESURE ULTRA-SONORE DE DISTANCES

I- PRINCIPE DE LA TELEMETRIE AU SONAR:

Pour définir la télémétrie au sonar comme moyen pour la détermination d'une distance quelconque, on doit savoir comment mesurer le temps qu'il faut pour qu'une onde ultra-sonore bien déterminée atteigne de nouveau la source après réflexion sur un obstacle. Si les ondes étaient émises d'une manière continue, il n'y aurait aucun moyen permettant d'identifier l'onde responsable de l'onde réfléchie, en d'autres termes, le temps nécessaire au retour de l'écho ne pourrait être mesuré. L'onde transmise doit donc être codée ou repérée, permettant ainsi de faire la comparaison lors de son retour au récepteur et d'évaluer la durée du trajet. Ce temps est converti par la suite en distance proportionnelle, c'est le principe de la télémétrie au sonar.

Le système à ultra-son fig(34) mesure donc l à partir du temps aller-retour des u-s. on a $l = v \cdot t/2$ où:

$v =$ vitesse des u-s dans l'air

$t =$ temps d'aller-retour des u-s

La distance d séparant la cible du plan des transducteurs est :

$$d = \sqrt{l^2 - \frac{x^2}{4}} \dots \dots \dots (II.1)$$

avec $x =$ distance entre émetteur et récepteur d'ultra-sons. mais si $x \ll l$
 $\Rightarrow d \approx l$ ce qui est fait en pratique.

II-PROPRIETES PRINCIPALES DES ULTRA-SONS:

1./ Mécanismes de la propagation, réflexion et réfraction:

Les ultra-sons constituent la partie supérieure du spectre des ondes acoustiques à partir du seuil de l'audibilité (environ 15 KHZ) pour les humains. En outre, les ultra-sons peuvent se propager en faisceaux rectilignes; ainsi une lame en quartz (de la capsule émettrice), soumise à des vibrations mécaniques, transmet ces dernières à l'air ambiant sous forme d'ondes longitudinales acoustiques inaudibles se déplaçant de proche en proche, grâce à l'élasticité du milieu. La fréquence de résonance de la lame étant en général à 40 KHZ, ce qui correspond à une période $T = 25 \mu s$, en conséquence la longueur d'onde est égale à 8.5 mm. Si maintenant, une surface plane se trouve dans le trajet des u-s, elle provoquera la réflexion des ondes à la même fréquence et à la même vitesse suivant les mêmes lois de réflexion d'un rayon lumineux ; ainsi lorsqu'un u.s bref est orienté

perpendiculairement à une surface, frappe cette dernière et est aussitôt renvoyé suivant la même direction, affaibli certes, vers son émetteur, voir fig(35). Si la distance entre émetteur et obstacle est de x , il est évident que la durée du trajet de l'onde, entre le départ de l'u.s et son retour (phénomène de l'écho), est de : $t=2x/v$.

Loi de réflexion :

$$\hat{\theta}_i = \hat{\theta}_r \dots \dots \dots (\text{II.2})$$

Loi de réfraction :

$$\frac{\text{Sin}\theta_1}{\text{Sin}\theta_2} = \frac{v_1}{v_2} \dots \dots \dots (\text{II.3})$$

où v_1, v_2 sont les vitesses de propagation des ondes u.s dans les milieux (1) et (2); ceux-ci s'ils sont très différents, il y a réflexion totale.

2./Absorption des u.s dans l'air : [2]

lorsque le faisceau u.s quitte le transducteur pour se propager dans un milieu, une partie de l'énergie u.s est absorbée, ce qui atténue l'intensité du faisceau u.s. si I_0 est l'intensité du faisceau u.s à l'origine; et I_x son intensité à la distance x à partir de l'origine dans le milieu, on a:

$$I_x = I_0 e^{-2\alpha x} \dots \dots \dots (\text{II.4})$$

avec :

$$\alpha = \frac{2\eta f^2}{3\xi c^3} \dots \dots \dots (\text{II.5})$$

coefficient d'absorption ,

où:

- η =viscosité du milieu de propagation .
- ξ =densité du milieu de propagation.
- c =vitesse de propagation (depend du milieu).
- f =fréquence, depend du transducteur.

d'après la formule, on peut voir que plus la fréquence est élevée, plus α est élevé, et par conséquent plus les u.s sont atténués. pour un même milieu, ξ, c, η sont constants d'où :

$$\frac{\alpha}{f^2} = \frac{2\eta}{3\xi c^3}$$

est constant aussi; c'est à dire indépendant de la fréquence. pour l'air on a :

$$\frac{\alpha}{f^2} = 0,87.10^{-13} \text{Cm}^{-1}.\text{Sec}^2$$

si on veut avoir une atténuation maximale de I_0/e à la distance maximale de 50cm;(distance d'aller_retour=2.50Cm), on doit avoir :

$$\frac{1}{2\alpha} \geq 2,50\text{Cm}$$

la fréquence doit être inférieure à 240khz.

3./ Impédance acoustique:[2]

pour rendre compte de la repartition de l'énergie incidente à l'interface entre 2 milieux, en énergie transmise et réfléchi, on est amené à définir l'impédance acoustique, par analogie avec l'impédance électrique, on montre que $Z_a = \rho \cdot c$; ρ et c =densité et vitesse de propagation des u.s dans le milieu considéré.

Dans le cas où l'onde u.s incidente traverse l'air puis arrive à la surface par ex d'un tissu biologique; la part de l'énergie incidente qui est réfléchi par la cible est très importante, ceci est dû à ce que les impédances acoustiques de l'air et des tissus biologiques sont très différents; pratiquement toute l'énergie incidente est réfléchi. ce qui montre que le procédé de focalisation automatique par les u.s peut très bien être envisagé. Impédance acoustique:

air: $0,00043 \cdot 10^{-6} \text{ Kg/m}^2 \cdot \text{S}$

eau: $1,495 \cdot 10^{-6} \text{ Kg/m}^2 \cdot \text{S}$

Tissus biologiques: $1,63 \cdot 10^{-6} \text{ Kg/m}^2 \cdot \text{S}$

III-GENERATION DES U.S: LES TRANSDUCTEURS U.S:

les transducteurs ultra sonores convertissent de l'énergie électrique en énergie acoustique (mécanique) lorsqu'ils agissent en émetteurs u.s, ou de l'énergie acoustique en électrique pour les transducteurs - récepteurs d'u.s.

on peut utiliser jusqu'à 100khz et pour une petite puissance de petits haut parleurs électrostatiques que l'on emploie souvent comme tweeters dans les ensembles hifi ;mais on utilise rarement des appareils du type HP pour produire les ultra-sons. deux principales méthodes sont utilisées consistant à utiliser la piezo electricité ou la magnétostriction.

1- La piézo-electricité: est la propriété qu'ont certains cristaux comme le quartz, d'engendrer une tension électrique quand on les soumet à une action mécanique ;le phénomène étant réversible.

2- La magnétostriction: est un phénomène relativement simple; certains matériaux magnétiques soumis à un champ magnétique voient leur longueur varier si on les soumet à un champ alternatif superposé à un champ continu et que la fréquence du champ alternatif correspond à la fréquence de résonance mécanique du matériau, on obtient un effet de vibration ultrasonore. le champ magnétique continu constitue une sorte de polarisation magnétique qui assure une bonne efficacité du système.

On utilise dans notre application des transducteurs piezo électriques du type UST40 T/R, les caractéristiques de sensibilité du récepteur et de pression acoustique de l'émetteur, présentent toutes deux un maximum pointu pour f voisine de 40khz, avec une bande passante

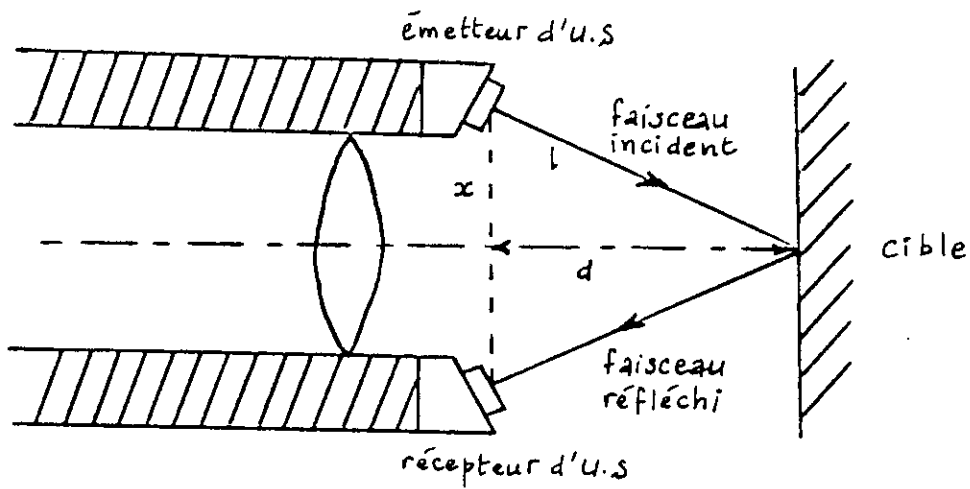


figure 34 télémétre à u.s

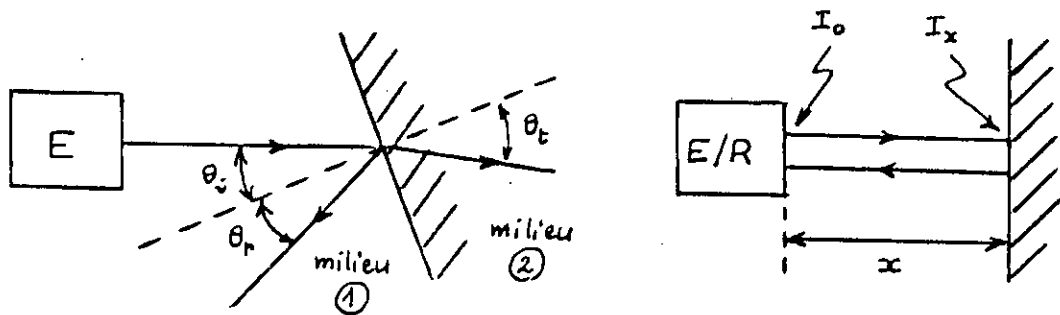


figure 35 Propriétés de propagation des u.s

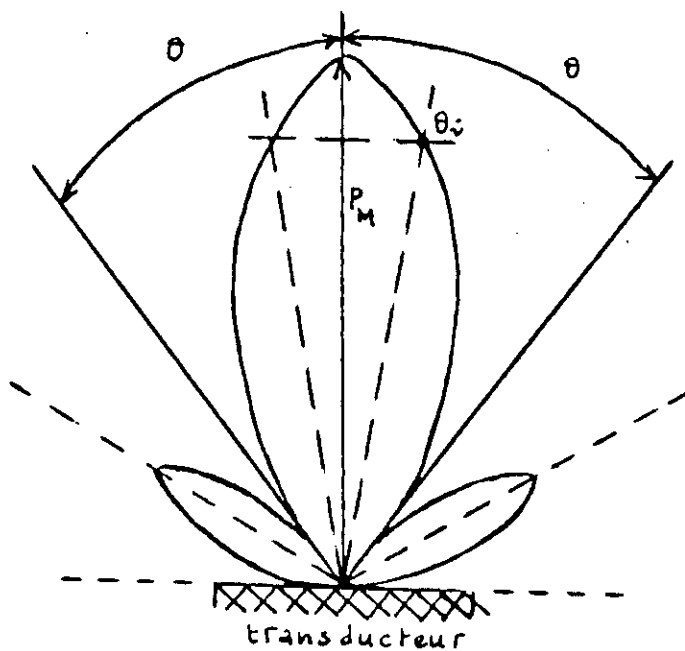


figure 36

diagramme de rayonnement

superieure à quelques centaines de HZ vis à vis de la valeur nominale (facteur de qualite d'environ 60).

autres caracteristiques:

.Capacitance= 2000pF

.Resistance d'entrée = 100 MΩ

Remarque: f=40khz est une valeur adoptée par plusieurs constructeurs à cause de l'attenuation de l'air qui augmente avec f.

- **Directivité de la source:** il existe un rapport direct entre la directivité d'une source et ses dimensions: dimension $\ll \lambda$:source non directive(isotrope). dimension $\gg \lambda$:source tres directive.

on appelle "cône d'emission" ou "diagramme de rayonnement" de la source la representation de l'amplitude (ou de son carré correspondant à l'energie reçue) en fonction de θ , angle de direction.

un transducteur ultrasonique etant considéré comme un reseau de sources isotropes, le diagramme de rayonnement resultant presente un lobe principal et des lobes secondaires;le lobe principal est plus etroit que pour une source unique. il ya donc gain en directivite : fig [36]. le lobe principal a un angle θ telque:

$$\sin \theta = 0,61 \frac{\lambda}{r} \dots \dots \dots (\text{II. 6})$$

avec :

λ :longueur d'onde u.s.

r:rayon du transducteur.

mais l'ouverture effective du lobe correspond à $\theta_1 < \theta$ et qui correspond à:

$$\frac{PM}{\sqrt{2}} \dots \dots \dots (\text{II. 7})$$

où PM=Portée maximale. on peut ajouter aussi que certains échos réfléchis par la cible ne viennent pas frapper le recepneur u.s à cause de leur orientation, ce qui constitue une sorte de filtrage pour les lobes secondaires.

IV- TECHNIQUES DE MESURE AU SONAR:

1) Differentes techniques de mesure sont possibles:

a/par modulation tout ou rien:

Un train d'impulsions permet d'obtenir une tension ou une valeur proportionnelle au temps de propagation, fig[37a,b]. Cependant, ce montage presente tous les inconvenients liés à la detection d'amplitude.

Remarque: l'amplitude de l'echo reçu n'est pas directement proportionnelle à l'eloignement de l'obstacle,ce qui aurait pu constituer une autre methode simple de mesure:

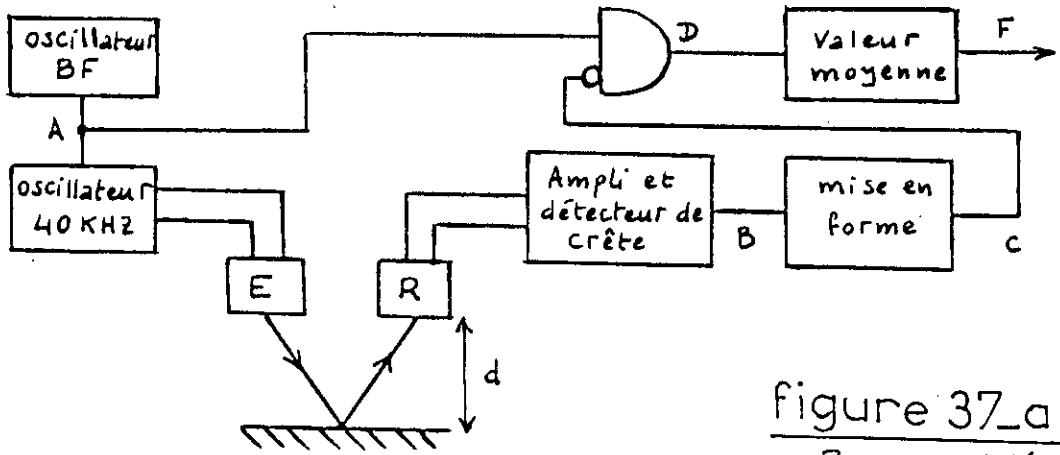


figure 37_a

Par modulation tout ou rien

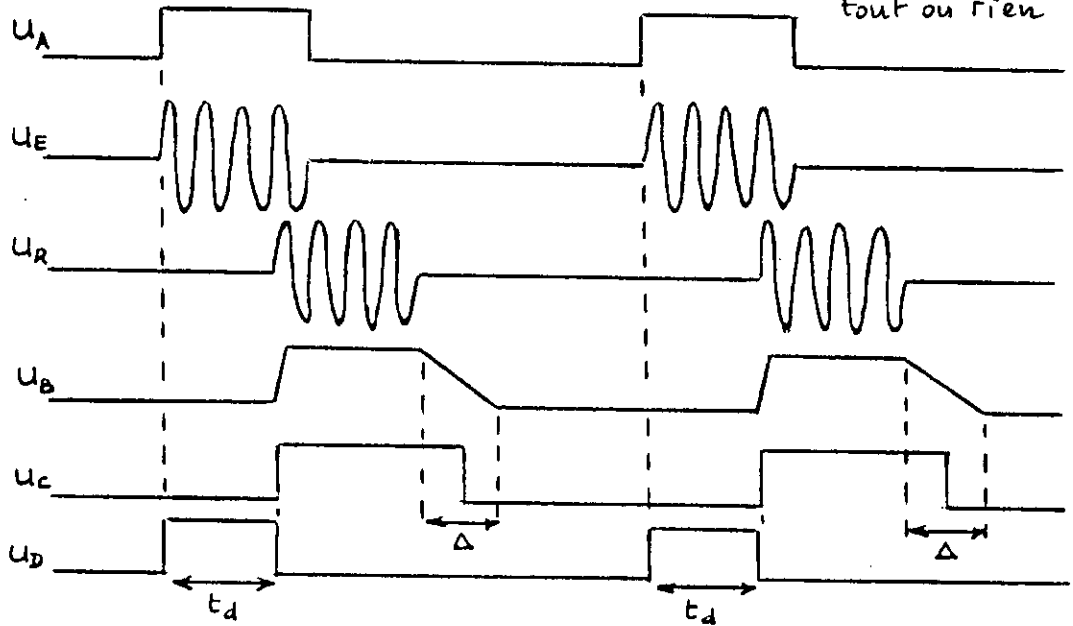


figure 37_b

traitement des signaux

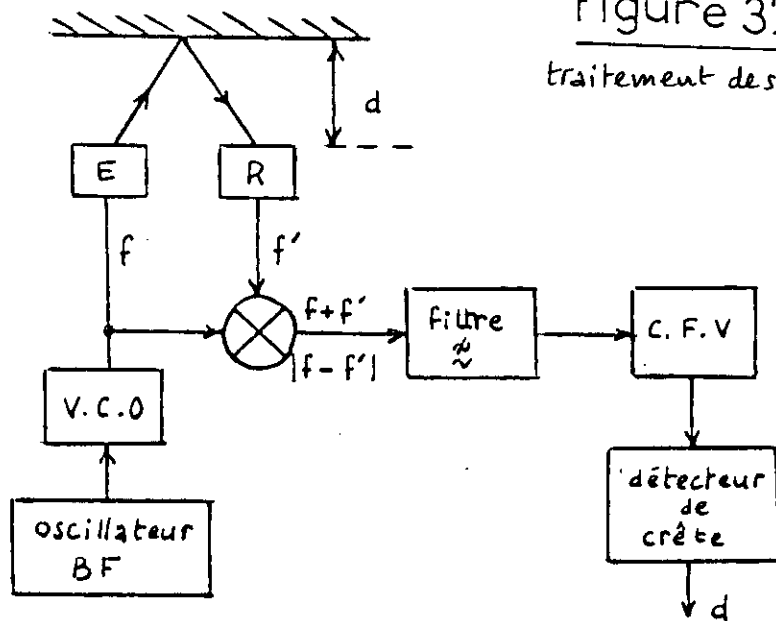


figure 38_a

Par modulation en fréquence

b/ par modulation en fréquence:

autre technique qui repose sur la modulation linéaire de la fréquence de l'émetteur, fig(38)(a,b). soit δF l'excursion en fréquence autour de f_0 et T_m la demi période de la modulation - le signal aux bornes du récepteur suit la même loi de variation en fréquence, mais avec un retard T_r . la mesure de l'écart entre les fréquences f de E et f' de R est donc proportionnelle au temps de propagation, donc à la distance d:

$$f - f' = T_r \cdot \delta F / T_m = d \cdot \delta F / (v \cdot T_m) \dots \dots (II. 8)$$

A la sortie d'un multiplieur analogique, on recueille la superposition de deux signaux sinusoidaux de fréquence $(f+f')$ et $|f-f'|$. Après un filtre passe-bas, un convertisseur fréquence - tension suivi d'un détecteur de crête donne une tension image de d. Dans une application robotique, on utilise l'environnement

microprocesseur 16 bits pour effectuer une mesure directe de $|f-f'|$: le signal issu du filtre passe bas valide l'horloge d'un compteur dont le contenu est alors proportionnel à la période $1/|f-f'|$ - une opération de division donne un nombre proportionnel à d. La modulation de fréquence nécessite l'utilisation de transducteurs de plus grande bande passante que les modèles courants (par exemple MA40A5) - cette dernière méthode qui est la meilleure, nécessite l'emploi de transducteurs à large bande passante, ce qui n'est pas le cas de nos capsules (type UST40 T/R); et qu'en outre, la précision de cette méthode se voit compensée en partie par une complication relative du hard ou du soft l'accompagnant; nous étions donc amenés à opter pour la 1ère méthode plus simple, mais en l'améliorant par plusieurs côtés.

2) Inconvénients de l'emploi de circuits spécialisés à U.S:

IL existe des circuits intégrés de télécommande TV à ultra-sons comme les SAA 1124 de ITT pour l'émetteur u.s et SAA 1025 de ITT pour le récepteur u.s. leurs inconvénients pour une application comme la notre se resument comme suit:

ce sont des circuits englobants plusieurs canaux (différentes fréquences d'émissions jusqu'à 20); alors que dans notre application, on n'a besoin que d'une seule fréquence; celle-ci peut être générée par un astable très classique (économique et peu encombrant).

- nécessité d'un amplificateur de puissance pour l'émetteur.
 - nécessité d'un amplificateur sélectif de bande pour le récepteur.
- les deux dernières fonctions n'étant pas remplies par les circuits SAA 1124 et 1025.

3) Modes du comptage temporel:

Le comptage temporel peut être soit d'une façon continue; convertisseur temps-tension (à l'aide de la charge linéaire d'un condensateur), soit d'une façon discrète, moyennant un compteur

numérique. comme le comptage continu est intimement lié aux caractéristiques électriques propres du condensateur utilisé (courant de fuite, stabilité en tension, etc...); le second type de comptage paraissait, alors, tout indiqué pour notre application.

V- PRECISION DES MESURES AUX U-S:

Les causes de l'imprécision que peut présenter une mesure basée sur un signal ultrasonique peuvent être subdivisées en 2 catégories:

- les conditions environnantes,
- le degré des précisions de la base de temps, de la mesure du temps de référence et de la résolution du servomoteur de position (écarts statiques et dynamiques).

1) Environnement:

La vitesse de transmission du son dans l'air varie en fonction de la pression atmosphérique, de la température et de la densité du fluide concerné, de l'air en l'occurrence. on a la vitesse de déplacement du son dans l'air ($f > 200$ Hz):

$$V = \sqrt{\frac{\gamma \cdot P}{\xi}} \text{ (m/s)} = k\sqrt{T} \dots\dots (\text{II.9})$$

γ : constante adiabatique = 1.41

P: pression de l'air = $1.013 \cdot 10^5$ pa.

ξ : densité de l'air = 1.293 kg/m^3 .

à 0°C (soit 273°K) on a $V_0 = 331$ m/s d'où l'influence de la température:

$$V_T = 331 \sqrt{\frac{T}{273}} \text{ (m/s)} \dots\dots (\text{II.10})$$

avec T en °K.

Ainsi sur une distance de 50 cm, une différence de T° d'à peu près 1°C, introduit une erreur de mesure de 1 mm. pour une utilisation à l'intérieur par ex d'une salle d'opérations chirurgicales, où les conditions climatiques présentent une relative constance, cela ne porte pas de conséquences, mais si l'on requiert une meilleure précision, il faudra s'affranchir de l'influence du paramètre météorologique dominant qu'est la température ambiante. Cependant, la vitesse des u.s varie très peu avec l'humidité, la fréquence utilisée et le vent (selon DJEFEA).

2) Degré de précision de l'électronique associée :

En ce qui concerne la dérive de la base de temps du comptage, elle est liée à l'horloge du système, à base d'un quartz, très stable en fréquence; l'imprécision qui en découle est donc insignifiante. cependant elle est liée à la fréquence de comptage utilisée.

Une petite expérience, faite par DJEFFE(2), montre que l'imprécision d'une mesure de distance à u.s., à fréquence de 40 khz, et pour une cible plane (papier, beefteak) est de $\pm 0.3\text{mm}$. ce résultat peut être pris comme étant l'erreur systematique propre apportée par les ondes ultrasonores; et qui semble être fonction de la longueur d'onde des u.s. utilisée. L'expérience a été effectuée sur une cible plane, se situant à des distances connues des transducteurs ultrasonors; en utilisant un générateur d'impulsion associé à un générateur de fonction pour l'émission, et un simple circuit amplificateur pour la réception [2]; la distance étant calculée du temps de parcours puis comparée à la distance réelle. l'erreur apportée par la disposition des transducteurs sera discutée par la suite avec le choix de la lentille.

3) formulation des incertitudes sur la mesure vis à vis de la variation de la température:

$$d = v.t \rightarrow \frac{\Delta d}{d} = \frac{\Delta v}{v} + \frac{\Delta t}{t} \dots\dots\dots (\text{II.11})$$

$\Delta t/t$ est négligée ici. (dû au comptage discret du temps).
comme :

$$v = k\sqrt{T} \rightarrow \frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta T}{T} \dots\dots\dots (\text{II.12})$$

valable uniquement autour de la T° de référence; d'où :

$$\frac{\Delta d}{d} = \frac{\Delta v}{v} = \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T} \dots\dots\dots (\text{II.13})$$

T en k° .

Application:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta d = 1 \text{ mm} \\ d = 200 \text{ mm} \\ T^\circ = 20^\circ \text{c} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta T = 3^\circ \text{c}$$

VI. PRECAUTIONS A PRENDRE LORS DES MESURES PAR LES U.S:

1) Aspect de l'écho reçu:

En fig.39, V_{ref} . est choisie telque le signal parasite apparaissant au moment de l'émission est même juste après, soit tout à fait inopérant; soit X_c la distance transducteurs-objet calculée d'après le temps d'aller-retour des ultra-sons t_c , elle correspond au décalage entre le début de l'émission et celui de réception. Soit X_m , la distance correspondant au décalage entre le début de l'émission et l'instant où l'écho atteint le seuil V_{ref} .

On a : $X_c = X_m - C \tau/2 \dots\dots (\text{II.14}) :$

où: c = vitesse des u.s dans l'air.
 τ = retard de détection .

Cela amène à envisager comment évolue l'amplitude de l'écho avec la distance puis à réaliser soit une amplification variable, soit une tension de référence variable, de sorte à rendre l'amplitude de l'écho constante avec la distance, pour que l'écho atteigne cette tension $V_{\text{réf}}$ au même moment par rapport au début de l'écho. Or la tension aux bornes du récepteur pour une cible située à une distance x de l'émetteur-récepteur s'exprime par : $V(x) = V_0 e^{-2\alpha x}$ où V_0 : tension maximale reçue et $\alpha =$ coeff. d'absorption des ultra-sons par l'air ; $\alpha/f^2 = 0,87 \cdot 10^{-13} \text{Cm}^{-1} \cdot \text{s}^2$.

la distance x , peut s'exprimer en fonction du temps d'aller retour des u.s : $x = ct/2$.

d'où :

$$v(t) = V_0 e^{-2\alpha \frac{ct}{2}} = V_0 e^{-t/\tau} \dots \dots \dots (\text{II.15})$$

avec $\tau = 1/\alpha c$.

si la fréquence des u.s est de 40 khz (cas des transducteurs utilisées)
 on a : $\tau = 1/(\alpha c) = 200 \text{ ms}$; or le temps d'aller-retour des u.s pour les distances considérées est inférieur à 3 ms d'où : $(t/\tau)_{\text{max}} = 3/200 = 1,5\%$; on peut considérer dans ce cas que $e^{t/\tau} \approx 1$.

cela veut dire qu'il est inutile d'avoir un gain d'amplification variable et que le terme $c(\tau/2)$ est négligeable ou du moins compensable avec d'autres erreurs statiques par étalonnage de l'appareil , comme on le verra dans le prochain chapitre .

2) Echos secondaires:

En fig (39) l'écho reçue n'est pas unique ; il y a l'écho primaire qui est l'écho principale, qui correspond à un aller-retour entre transducteurs et cible , il y a aussi des échos secondaires , correspondant à 2 aller-retours, et des échos tertiaires à 3 aller-retours. un écho secondaire et même tertiaire relatif à un même train d'émission peut être détecté s'il a lieu juste après le train d'émission suivant, et s'il est suffisamment intense. pour ne pas détecter ce genre d'échos, il suffit de les ignorer en augmentant la période T d'émission des paquets d'ondes u.s pour couvrir toute la distance utile à la focalisation .

3) Parasites divers:

d'éventuels parasites ultrasonores de l'environnement peuvent survenir lors des mesures de distances par l'appareil , et lui fausser ces mesures. on peut supposer des ondes d'u.s continues ou discontinues , à fréquences différentes ou à la même fréquence des transducteurs (40 khz). les solutions sont apportés dans les chapitres 3 et 4 .

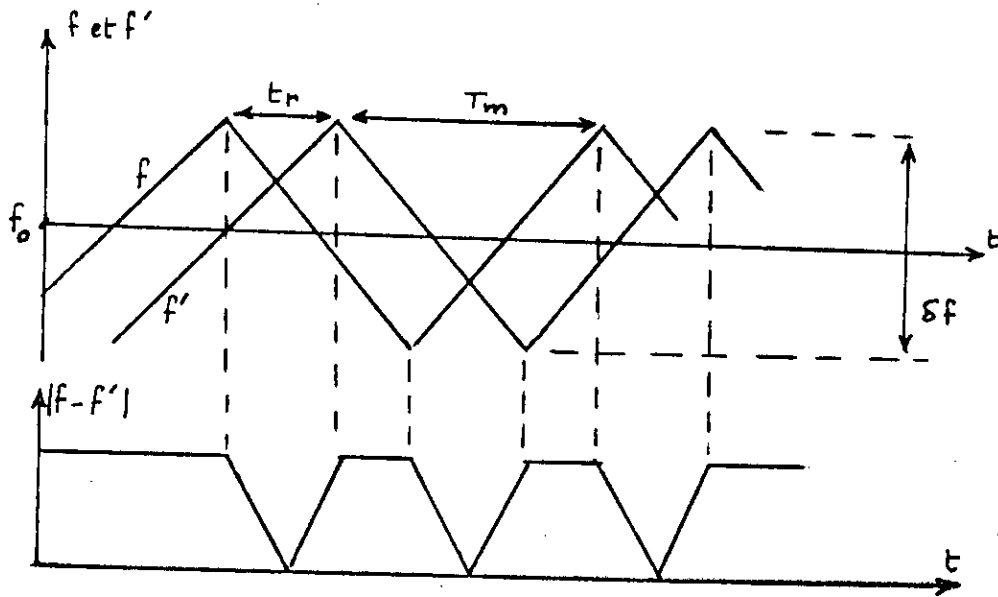


figure 38_b
traitement des signaux

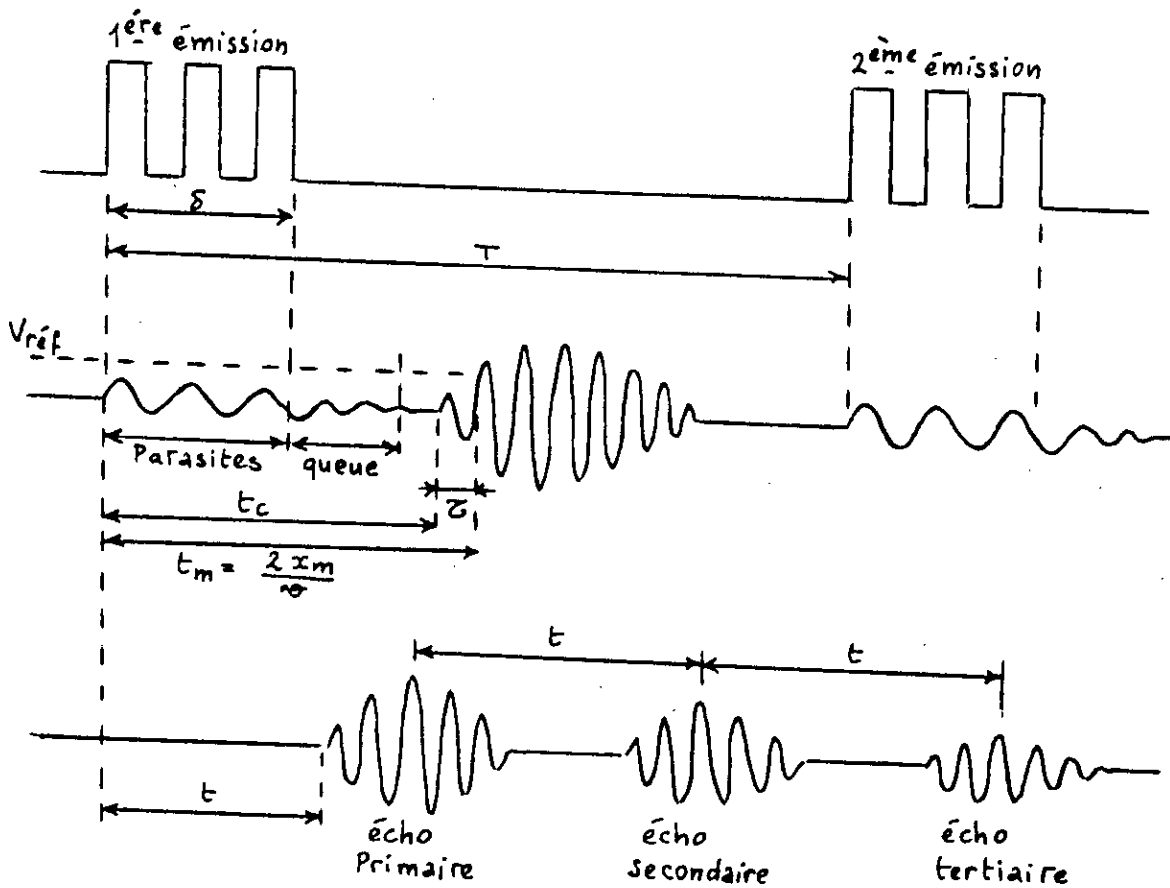


figure 39
aspect des échos u.s

C H A P I T R E I I I

LE SYSTEME D'AUTOFOCALISATION A ULTRA-SONS

I-SYNOPTIQUE GENERAL ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Une base de temps fig(40) (Controlée par μP) genere un signal periodique de l'ordre de 400 HZ, c'est la frequence à laquelle s'effectueront les mesures successives du sonar (40cm aller-retour).

Si l'on considere un cycle de mesure donné, les operations consecutives sont les suivantes:

- 1-) Remise à zero du comptage de durée.
- 2-) Emission breve d'un signal ultra-sons.
- 3-) En meme temps, demarrage du comptage de durée.
- 4-) Toujours en meme temps, et pendant un court instant, neutralisation momentanée de la reception afin de ne pas être gêné par la queue du signal emis.
- 5-) Des la reception de l'echo retour, bloquage du compteur de durée.
- 6-) Memorisation du contenu du compteur de durée, suite à la mesure precedente.
- 7-) Comparaison de la donnée tamponnée avec la consigne, et commande eventuelle du moteur de positionnement dans un sens ou l'autre, selon le signe du resultat de la comparaison.
- 8-) Le moteur à travers un dispositif d'entrainement ramene la lentille de focalisation au point de consigne. la mise au point est effectuée.
- 9-) Signalisation eventuelle de depassements.
- 10-)Prise en compte éventuelle de la T° ambiante, sinon , elle est considérée à 20 C°.

REMARQUE IMPORTANTE:

Dans le cas, où les transducteurs ultra-sonores se trouvent solidaires à la lentille de focalisation, le systeme sera à boucle fermée, à retour unitaire, ce qui augmente indeniablement ses performances; cela est notre cas, et il sera traité en détail au dernier paragraphe.

II- L'EMETTEUR - RECEPTEUR A ULTRA-SONS:

1- L'emetteur: fig (41)

Les paquets d'impulsions programmés et émanants du PIA, passent par un buffer puis sont amplifiés sous 12V, à l'aide de l'amplificateur-emetteur de la fig(41).

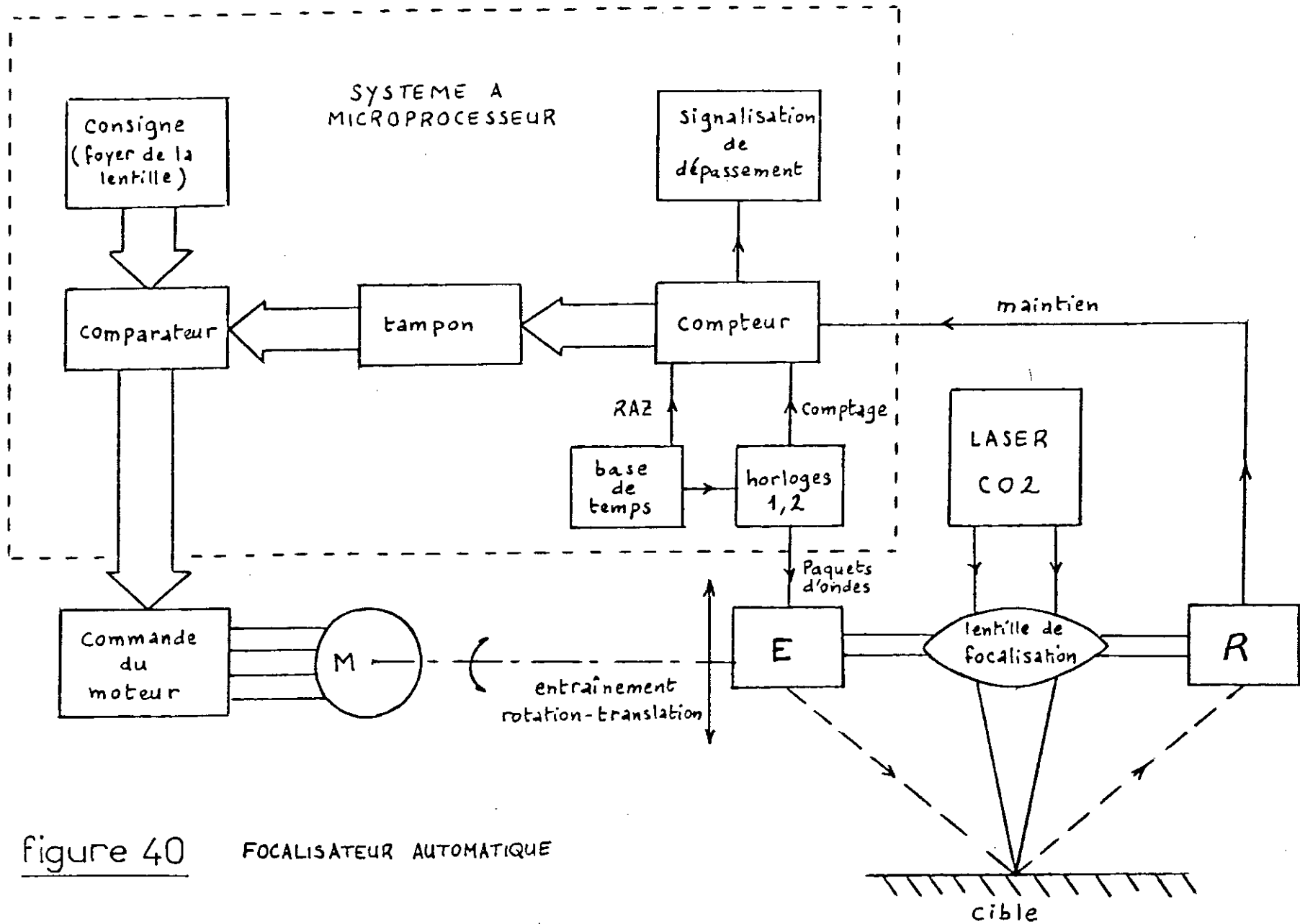


figure 40 FOCALISATEUR AUTOMATIQUE

Le circuit se compose de trois etages à transistors. Le transistor T1 n'étant qu'un driver pour le transistor T2, lui assurant l'inversion de phase des impulsions, par rapport à T3.

La capsule émettrice d'ultra-sons se trouve branchée aux collecteurs de T2 et T3, et bénéficie ainsi de signaux amplifiés, d'amplitude $2 V_{cc}$, c-à-d 24V. Ce circuit permet donc d'augmenter à moindre frais. La puissance du signal qui sera transmise par le transducteur en ondes ultra-soniques dans l'air, ainsi la tension moyenne au bornes du transducteur émetteur étant de :

$$V_{moy} = 3 \cdot \left[2V_{cc} \cdot \frac{T_0}{2} \right] \cdot \frac{1}{T} = 3V_{cc} \frac{T_0}{T} \dots\dots\dots(\text{III.1})$$

Avec : $\left\{ \begin{array}{l} T_0 = 25 \mu S, \text{ période des u-s.} \\ T = 2,4 \text{ mS période des paquets u-s, d'où } V_{moy} = 375 \text{ mV.} \end{array} \right.$

La puissance moyenne n'est que $P_{moy} = V_{moy}^2 / Z_c = 70 \mu W$ alors que la puissance d'émission est 1000 fois supérieure :

$P_{max} = (V_{cc})^2 / Z_c = 72 \text{ mW}$. avec $Z_c = 2 \text{ k}\Omega$ à 40 KHZ.

2-) Le récepteur: fig (42).

L'écho de retour après avoir été réfléchi par la cible, est capté par le transducteur-récepteur ultra-sonique. Celui-ci transforme les ondes ultra-sonores en un signal électrique qui varie au même rythme que celles-ci, fig(42).

Ce transducteur est également caractérisé par une bande passante faible et reste pratiquement insensible aux fréquences de valeurs différentes de 40 KHZ, ce qui donne à l'ensemble une excellente sélectivité, (il sera donc inutile d'utiliser un filtre actif à l'entrée du récepteur).

Comme notre train d'impulsions est au nombre de 3 impulsions par paquet, à fréquence $f_0 = 40 \text{ KHZ}$. L'enveloppe d'un paquet aura la largeur $T_i = n/f_0$, or si on veut transmettre celui-ci sans déformation, il faut prendre une bande passante de la chaîne de transmission tel-que $B >= 2/T_i = 26,6 \text{ KHZ}$. En prenant $B = 30 \text{ KHZ}$, un amplificateur 741 doit avoir au maximum un gain à C-R égale à 50 (34 dB). Voir fig (43).

Ainsi à travers C1 et R1, le signal attaque l'entrée inverseuse d'un Amp-Op de type 741, dont l'entrée non-inverseuse est maintenue à un potentiel constant 6V c-à-d $V_{cc}/2$. Tandis que la résistance R4 forme la C-R et fixe le gain à 50, un détecteur formé de D1-C2-R5 détecte le signal amplifié et le transforme en une enveloppe superposée à un niveau constant de 6V, dont la largeur est trois fois ou plus celle de la

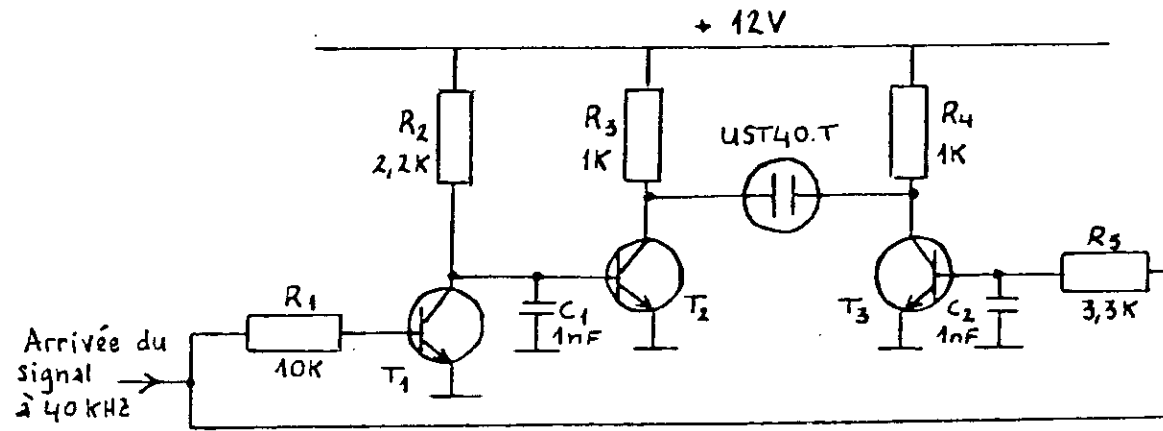


figure 41
 SCHEMA DE L'EMETTEUR
 DE PUISSANCE

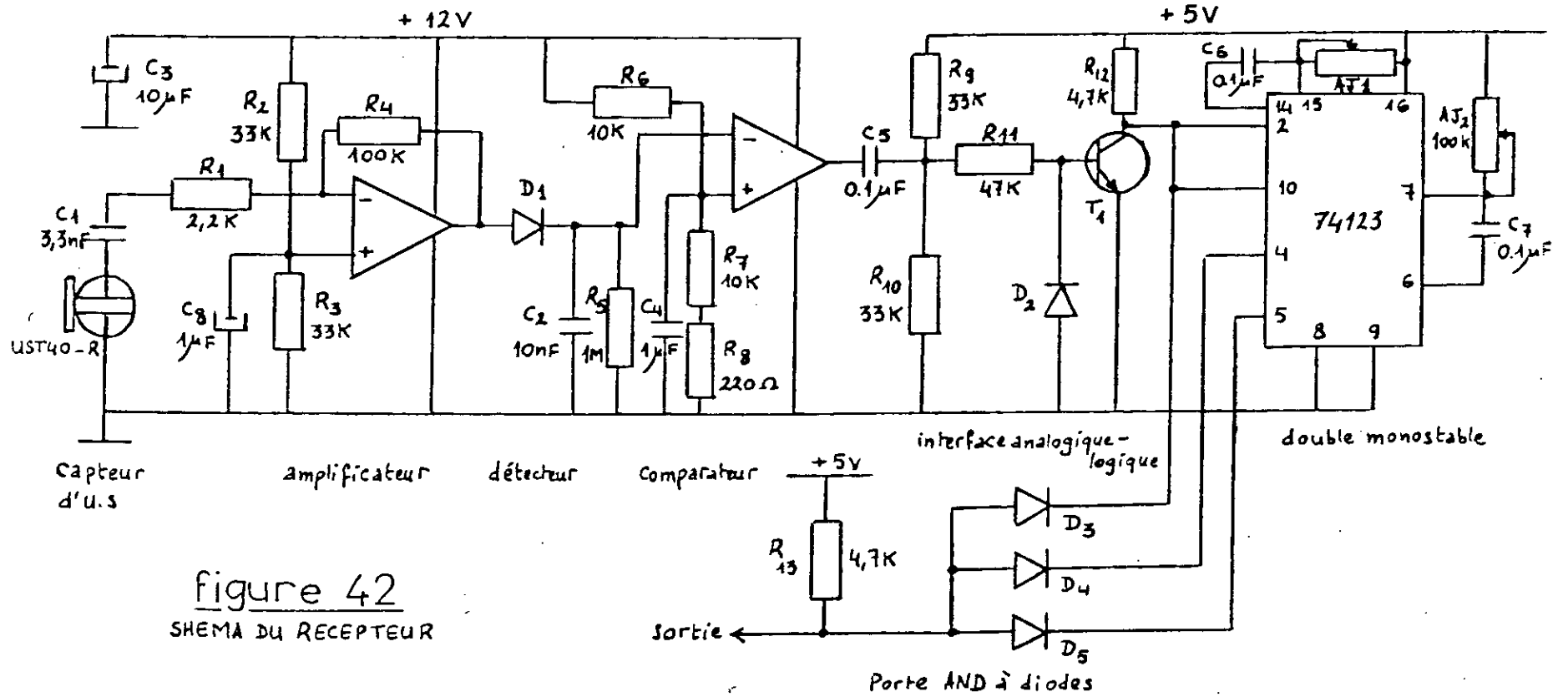


figure 42
 SCHEMA DU RECEPTEUR

période propre des ultra-sons. (Voir les oscillo-grammes du récepteur fig(44)).

Par la suite, le signal détecté est mis en forme par un comparateur à 741 dont le slew rate de $0,5 \text{ V}/\mu\text{S}$ permet une rapide montée sous 12V. Le comparateur présente à sa sortie un niveau haut tant que $U_e < 6\text{V}$, dès que celle-ci dépasse 6V, la sortie bascule à l'état bas d'une façon instantanée en transformant le signal d'entrée en un signal impulsionnel, ce dernier est appliqué à la base d'un transistor faisant office d'interface analogique-logique, le signal impulsionnel recueilli à sa sortie est donc compatible TTL, la diode associée au transistor assure un temps de réponse meilleur au blocage. Quant à l'étage final, il se compose de deux monostables incorporés dans le CI SN74123, qui ont pour rôle essentiel de filtrer les ultra-sons des parasites ayant une longueur du train non conforme à celle des paquets programmés d'émission.

Une porte And à diodes (par économie d'un CI) fait le produit logique des impulsions présentes aux sorties des 2 monostables et à la sortie du transistor.

Remarque:

Le seuil du comparateur est fixé un peu plus haut que $+V_{cc}/2$ ($V_{ref} > V_{cc}/2$), ceci pour éliminer le souffle de la "queue" d'émission (Réception directe des ondes provenant de l'émetteur qui grâce à la disposition des transducteurs, présentent une amplitude très faible). Pour ce qui est du détecteur de crête, il est loin d'être un circuit parfait: Très bon comportement lors d'une croissance du signal émis, mais médiocre lors de sa diminution, puisque la tension de sortie tend vers zéro avec la constante du temps R_5C_2 . Ce front descendant dépend, en outre de l'amplitude du signal reçu, donc de la distance de la cible, la durée de l'impulsion mise en forme par le comparateur, est variable dans certaines proportions fig(44). Or heureusement nous avons vu que l'amplitude de l'écho varie peu avec la distance de la cible. Les deux monostables, déclenchables sur front montant, de durée τ_1, τ_2 presque égales, sont ajustées de manière à prendre en compte justement de ces proportions, en créant une fenêtre Δ d'observation des fronts descendants des impulsions d'entrée. Cette fenêtre d'attente dure tant que le produit des signaux de sortie des deux monostables $Q1\overline{Q2}$ est à l'état haut. Si pendant ce laps de temps le front descendant de l'impulsion reçu E2 se manifeste, le signal est validé par la porte à diodes et servira à interrompre le comptage temporel fig(44). Sinon il s'agira d'impulsions parasites:

-Soit E1 de durée plus faible que les limites permises (Δ) et dans ce cas, elle sera automatiquement éliminée par la porte à diodes.

-Soit E3 durée plus longue de ce qu'il convient, et à ce moment là, elle sera détectée et éliminée par logiciel.

Ainsi, les échos secondaires provenant des lobes secondaires d'émission seront donc plus ou moins éliminés par ce procédé de tri, et par la directivité du rayonnement d'émission.

III- CHOIX DE LA LENTILLE DE FOCALISATION:

La distance cible-lentille doit être fixe pour avoir une mise au point nette, les transducteurs ultra-sonores sont fixés pour cela dans le même plan de la lentille à côté de celles-ci. la distance de référence sera donc la distance transducteurs-cible telle que la cible soit au foyer image de la lentille.

Au lieu de considérer une distance comme référence, il vaut mieux prendre pour cela, le temps d'aller retour des u-s pour couvrir cette même distance, car ceci évite au système d'effectuer le calcul $d=V.t/2$, cependant cette égalité $d=V.t/2$ n'est pas rigoureuse à cause de la disposition des transducteurs ultra-sonores (Fig (45)).

En réalité, on a :

$$l = \frac{vt}{2} \dots\dots\dots (\text{III.2})$$

et

$$d = (l^2 - r^2)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (\text{III.3})$$

Ce qui nous intéresse n'est pas la valeur de d d'une façon absolue mais plutôt la différence d_0-d , pour cela en choisissant $d_0 \gg r \Rightarrow d_0 \approx l_0$ avec r négligeable. A partir de constatations expérimentales, il s'est avéré que l'arrivée de l'écho n'est plus proportionnelle à la position de la cible, si celle-ci se trouve très proche des transducteurs ($< 5\text{Cm}$), ceci appuie le choix d'une lentille avec une grande distance focale $f=d_0$.

Pour ce qui est du diamètre de la lentille, il faut qu'il soit au moins deux fois celui du faisceau laser effectif. pour toute ces considérations il faut choisir une lentille convergente avec:

- Un diamètre $\geq 2,8 \text{ mm} = 16\text{mm}$
- Une distance focale :

$$d_0 = (l_0^2 - r^2)^{\frac{1}{2}}$$

avec $l_0^2 \geq 10 r^2$ d'où : $d_0 \approx l_0$ avec $d_0 \geq 3r \dots\dots\dots (\text{III.4})$

Ainsi la lentille 01LPX267 de chez Melles-Griot répond entièrement à ces exigences avec les paramètres suivants:

$$F = 200 \text{ mm}$$
$$\phi = 20 \text{ mm}$$

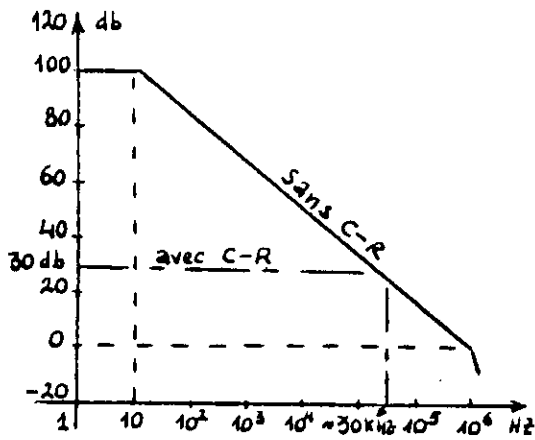
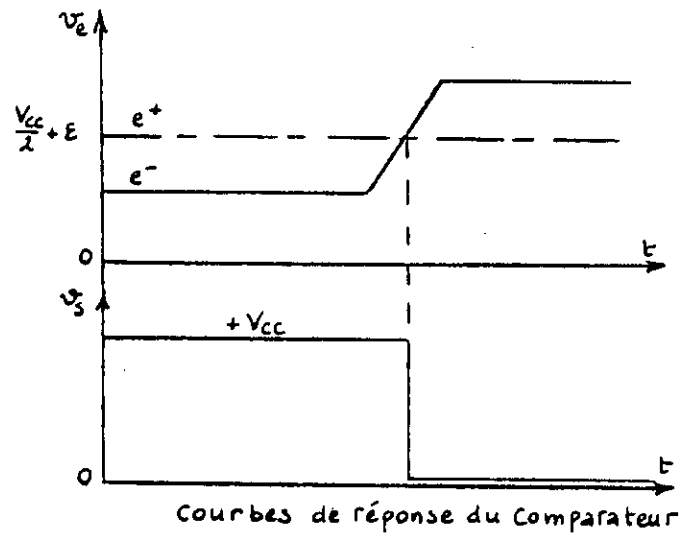


figure 43 caractéristiques de l'ampli



Courbes de réponse du Comparateur

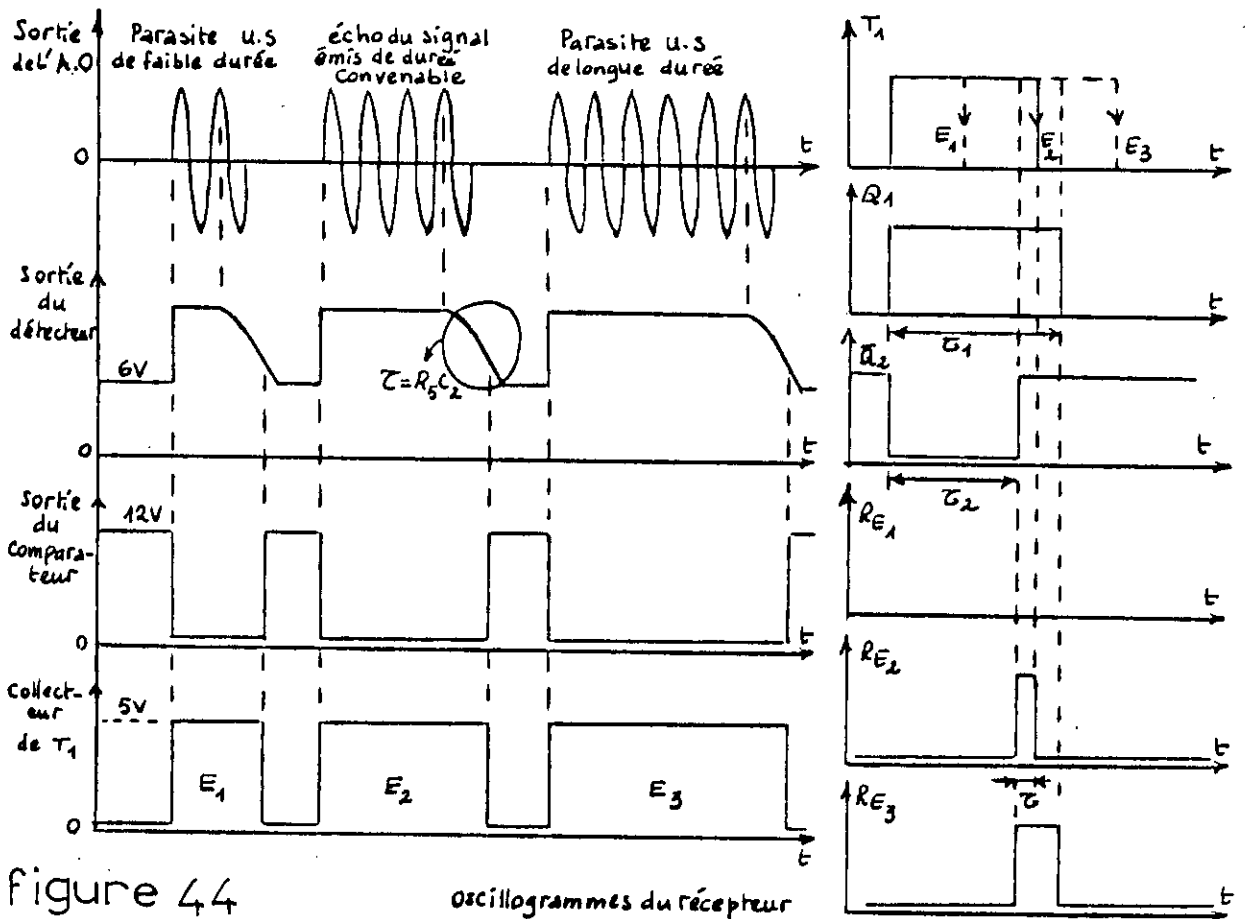


figure 44 oscillogrammes du récepteur

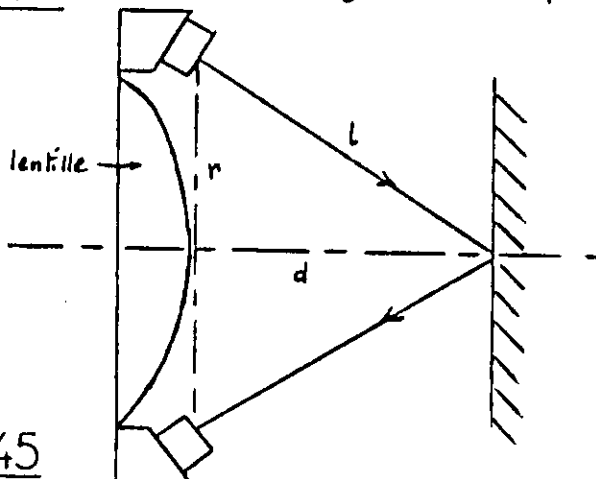


figure 45

Positions des transducteurs

On peut vérifier qu'avec les transducteurs ultra-sonores utilisés, de diamètre 13 mm, on aura $2r=13+20+\Delta$ avec $\Delta=10\text{mm}$ comme espacement entre lentille et transducteurs, $2r \approx 45\text{mm}$ comme $d_0 = f = 200\text{ mm}$, il vient $d_0 = 8,88 r$, ce qui donne une erreur relative de $\Delta d/d_0 = 0,63\%$. L'erreur statique absolue qui en découle: $\Delta d = 0,06 r = 1,3\text{ mm}$ (par excès) sera éliminée par étalonnage de l'appareil.

IV- L'ACTIONNEUR ELECTROMECHANIQUE:

Celui-ci peut être autre qu'un moteur, une simple bobine à noyau plongeur (principe de l'équipage mobile ferro-magnétique) peut exécuter la conversion courant-déplacement, mais la simplicité remarquable de cet organe est détrônée par la non linéarité de la loi de conversion, qui même avec un ampli de courant logarithmique, la compensation (ou la linearisation) n'est qu'approximative.

1-) Le moteur pas à pas:

a) Choix du moteur :

Un certain nombre de considérations tendent à conforter l'idée d'utiliser un moteur pas à pas :

- Pour de petit déplacement le moteur est amené à n'effectuer que des rotations partielles au tour du point de consigne, ceci serait difficilement réalisable avec un moteur à courant continu.

- Le moteur pas à pas est commandé par un système à micro-processeur qui délivre directement les signaux de commande du moteur.

- Les qualités du moteur pas à pas au niveau de son positionnement, de sa grande régularité de vitesse, et de sa précision, en font un actionneur de choix en instrumentation programmable.

- Le positionnement de ce moteur se faisant de manière relative par rapport à chaque position d'équilibre, les erreurs ne sont pas cumulatives et la précision du positionnement est celle d'un arrêt sur un pas.

- Le marché offre actuellement des moteurs pas à pas, présentant l'avantage d'un faible coût sans rencontrer les inconvénients des servo-mécanismes liés à leur extrême sensibilité et à l'obligation de convertir l'information d'entrée, de digitale en analogique. les moteurs pas à pas sont donc la manière la plus simple et la meilleure pour convertir directement des signaux électriques digitaux en mouvements mécaniques proportionnels sans employer les transmetteurs de retour d'asservissement.

- La variation de vitesse du moteur se fait simplement par changement de la fréquence des impulsions de commande, tandis que la précision de positionnement se fait par comptage de celles-ci.

- Les moteurs à aimants permanents sont de construction simple à faible encombrement et très économiques, pour cela, notre choix a été porté sur ce type de moteur pas à pas, où une meilleure précision de positionnement peut être obtenue par démultiplication des pas, mécaniquement par réducteur, ou électroniquement par mode ministeping [11].

b) Fonctionnement :

Les performances d'un entraînement à moteur pas à pas dépendent à la fois du moteur, du convertisseur d'alimentation et de la séquence d'excitation des phases ou commande. [11],[12] et [14].

- Comportement statique:

Dès que l'une des phases du moteur est alimentée, le rotor prend une position stable telle que les champs de l'aimant et du stator soient alignés, le couple du rotor est donc nul dans cette position d'équilibre (fig 46). autour de cette position, la répartition du couple est approximativement sinusoidale et l'équation du couple moteur peut s'écrire de façon simplifiée :

$C = -C_{\max} \sin \theta$ où C_{\max} est le couple maximum et θ la position du rotor par rapport à la position d'équilibre précédente.(fig 47 a).

Pour généraliser, on considère des courants de phases fixes selon une configuration A_j parmi q possibilités (j varie de 0 à $q-1$), par exemple le mode 1 a 4 configurations possibles $q=4$ (voir annexe). Dans la plupart des moteurs réels, le rotor possède une symétrie d'ordre n , exemple $n=25$ pour le P532escape. Ainsi on obtient $q.n$ positions d'équilibre équidistantes du rotor sur un tour mécanique, le déplacement mécanique élémentaire ou pas mécanique est donc donné par :

$$\theta_{pm} = \frac{2\pi}{qn} \dots \dots \dots (\text{III. 5})$$

Pour cela, le P532 escape présente 100 pas /tour (en mode 1 ou 2), et l'angle mécanique élémentaire est de $\theta_{pm} = 3^\circ.6$. On définit l' angle électrique θ par la relation $\theta = n.\theta_m$ où θ_m est l'angle mécanique .le couple moteur a donc une périodicité de $2\pi/n$ en angle mécanique.

Ainsi le couple moteur dans son expression générale (pour n'importe quel mode d'excitation) est de la forme:

$$C_m = -\psi_{\text{au}} (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) \dots \dots \dots (\text{III. 6})$$

où ψ_{am} est le flux max envoyé par l'aimant à travers la bobine. Une étude plus complète donne en plus un couple de détente:

$$C_d = -K_d \cdot \sin(4\theta) \dots \dots \dots (\text{III. 7})$$

qui se manifeste en l'absence de courant et est généralement négligeable (fig 47-a). Ainsi le couple moteur peut être représenté dans sa forme la plus répandue:

$$C_m = -C_{Max} \cdot \sin(\theta_m - \theta_{un}) = -C_{Max} \cdot \sin(\theta - \theta_0) \dots \dots \dots (\text{III. 8})$$

avec :

$$C_{max} = \psi_{max} \cdot I_n \text{ ou } \psi_{max} \cdot I_n \sqrt{2} \dots \dots \dots (\text{III. 9})$$

selon la configuration d'alimentation (en mode 3). θ_{ij} représentent, en angles électriques, les n positions d'équilibre (translation de C_m aux positions θ_{ij}) lorsqu'aucune charge n'est couplée. La fig (47-b) montre une famille de courbes $c=f(\theta)$ correspondant à l'excitation successive pour 3 pas en mode pas complet (mode 1 ou 2).

Sur le pas 1, lorsque le moteur est excité, la charge exerce un couple de friction tel que le rotor se trouve à un angle θ_i de la position d'équilibre: le point de fonctionnement du moteur se trouve alors en A sur la courbe $C=f(\theta)$ du pas n°1.

Lorsque l'on change l'excitation des phases du moteur pour effectuer le pas n°2, le point de fonctionnement passe en B: le couple exercé par le moteur étant supérieur au couple de friction dû à la charge, le déplacement du moteur est tel que le rotor retrouve un nouvel équilibre qui se situe au point C, sur la courbe $C=f(\theta)$, correspondant au pas n°2. La fig (47-b), par ailleurs, montre que le couple dynamique développé par le moteur est sensiblement plus faible que le couple de maintien à l'arrêt, le couple dynamique maximum correspond à l'intersection des courbes $C=f(\theta)$ de deux pas successifs.

REMARQUE:

-Un couple de charge supérieur au couple statique maximum (couple de maintien) provoque la rotation continue du rotor.

-Pour que le moteur tourne dans le sens désiré, il faut que le couple résistant C_r soit inférieur au couple de démarrage maximum (couple dynamique maximum).

-COMPORTEMENT DYNAMIQUE:

La fig (48) donne l'allure générale de la courbe couple /fréquence d'un moteur pas à pas, cette courbe indique comment le couple disponible varie avec la vitesse du rotor.

L'augmentation de la fréquence entraîne une diminution du couple en raison, d'une part de la réduction du courant due à l'inductance de

Figure 49

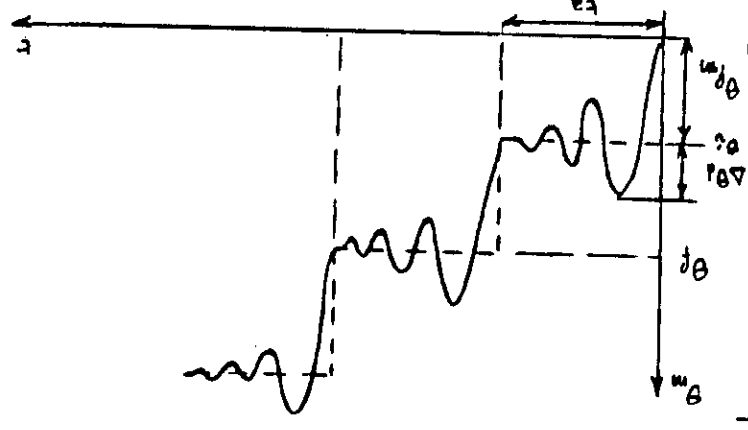


Figure 48

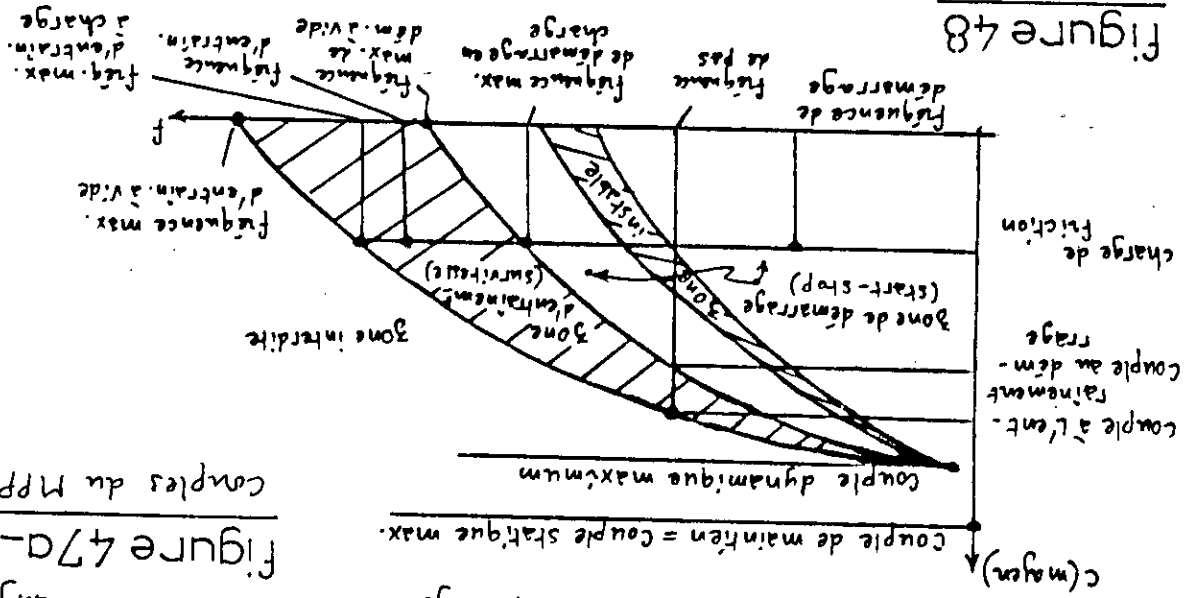


Figure 47a-b

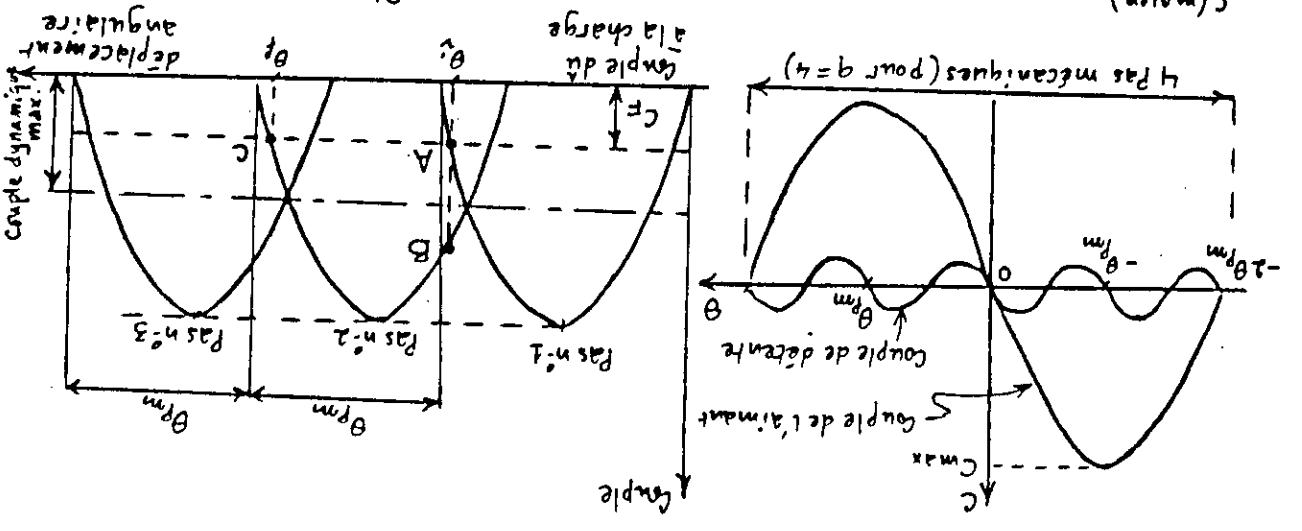
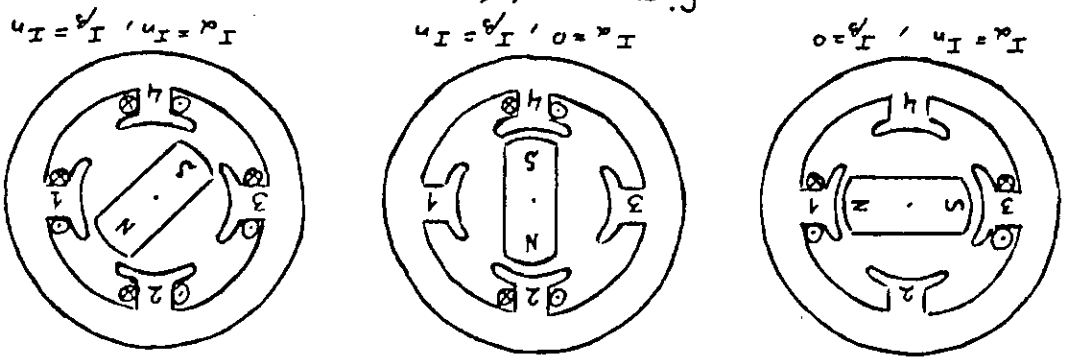


Figure 46

Principe d'un MPP



l'enroulement, et à la FEM, et d'autre part, de la croissance des courants de Foucault et des pertes par hystérésis qui diminuent le rendement du moteur.

La fig (48) fait apparaître deux limites de fonctionnement: une limite marche/arrêt qui donne le couple résistant maximal pour lequel le moteur peut démarrer en synchronisme avec une fréquence de commutation donnée et pour une inertie spécifiée de la charge à entraîner, et une limite dite "d'entraînement" donnant le couple maximal disponible sur l'arbre du moteur en vitesse établie. Pour amener le moteur au-delà de la limite marche-arrêt, il est nécessaire de l'alimenter avec montée en fréquence progressive (accélération), de manière analogue, pour arrêter le moteur lorsqu'il fonctionne dans la zone d'entraînement, On doit d'abord faire décroître progressivement la fréquence de commutation jusqu'à la zone marche-arrêt, Faut de quoi le moteur se désynchroniserait.

Quand les courants de phase sont commutés pour faire tourner le rotor d'un pas. Le rotor atteint son nouveau point d'équilibre avec une vitesse non-nulle, et son moment d'inertie propre l'amène donc au-delà de ce point, d'où une réponse oscillatoire telle que l'indique la fig (49). Ainsi le rotor passant pour la première fois à la position θ_f , fig(47b) . emmagasine une énergie cinétique:

$$W_c = \int_{\theta_0}^{\theta_f} (C_m - C_r) d\theta \dots\dots (III.10)$$

avec C_r : Couple résistant de la charge.

Cette énergie va être dissipée sous forme de frottement pendant les oscillations fig (49), l'ensemble de l'évolution peut être décrit par l'équation mécanique:

$$J \cdot \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + C_v \cdot \frac{d\theta_m}{dt} + C_r = C_{mot} \dots\dots (III.11)$$

où J et C_v sont le moment d'inertie et le coefficient de frottement visqueux (amortissement) de l'ensemble du moteur et de la charge.

Si plusieurs pas sont demandés à une fréquence voisine de la fréquence propre de l'ensemble, des résonances peuvent apparaître et empêcher le fonctionnement synchrone du moteur, c'est la zone d'instabilité de la fig (48). lorsque la vitesse du moteur augmente, le courant ne peut plus être considéré comme constant et les performances dynamiques du moteur dépendent de l'alimentation comme on verra par la suite.

c-)Modélisation:

Dans ce qui va suivre, nous allons développer un modèle pour les moteurs à aimants permanents diphasés qui représentent une part très importante du marché, exp: P532 de Portescap.

Pour avoir l'équation mécanique, il suffit d'appliquer le principe fondamental de la dynamique:

$$J \frac{d\dot{\theta}_m}{dt} = C_m - C_{res} \dots \dots \dots (III.12)$$

avec :

$$C_{res} = C_v \dot{\theta}_m + C_s \text{signe}(\dot{\theta}_m) + C_c \dots \dots \dots (III.13)$$

où:

- J : est le moment d'inertie de l'ensemble rotor -charge.
- C_v: le coefficient de frottement visqueux (coeff-d'amort).
- C_s: frottement sec.
- C_c: couple résistant dû à la charge.

Pour les deux enroulements, l'équation électrique s'écrit:

$$\left. \begin{aligned} V_\alpha &= Ri_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ V_\beta &= Ri_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (III.14)$$

où V_i est la tension aux bornes de l'enroulement i.

Les flux dans les deux enroulements sont :

$$\left. \begin{aligned} \psi_\alpha &= L_0 i_\alpha + \psi_{am} \cos \theta \\ \psi_\beta &= L_0 i_\beta + \psi_{am} \sin \theta \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (III.15)$$

Où ψ_{am} est le flux maximum envoyé par l'aimant à travers une bobine et $\theta = n\theta_m$.

Les équations électriques deviennent :

$$(III.16) \dots \dots \dots \left\{ \begin{aligned} V_\alpha &= Ri_\alpha + L_0 di_\alpha/dt - \psi_{am} \sin \theta \cdot d\theta/dt \\ V_\beta &= Ri_\beta + L_0 di_\beta/dt + \psi_{am} \cos \theta \cdot d\theta/dt \end{aligned} \right.$$

Les termes fonctions de dθ/dt représentent les F.E.M du moteur, le couple moteur dans son expression générale, comme on l'a vu est:

$$C_m(\theta, i_\alpha, i_\beta) = -\psi_{am} (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) - C_d \sin 4\theta \dots \dots (III.17)$$

où C_d est le couple de détente, En reportant (3) dans (1) on obtient:

$$\frac{d\dot{\theta}_m}{dt} = -\frac{\psi_{am}}{J} i_\alpha \sin(n\theta_m) + \frac{\psi_{am}}{J} i_\beta \cos(n\theta_m) - \frac{C_d}{J} \sin(4n\theta_m) - \frac{C_v}{J} \dot{\theta}_m - \frac{C_s}{J} \text{signe} \dot{\theta}_m - \frac{C_c}{J} \dots (III.18)$$

et en transformant l'équation électrique sous la forme:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\left(\frac{R}{L}\right) i_\alpha + \left(\frac{\psi_{am}}{L}\right) \sin(n\theta_m) \cdot \frac{d\theta_m}{dt} n + \frac{v_\alpha}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\left(\frac{R}{L}\right) i_\beta - \left(\frac{\psi_{am}}{L}\right) \cos(n\theta_m) \cdot \frac{d\theta_m}{dt} n + \frac{v_\beta}{L} \end{aligned} \right\} \dots (III.19)$$

Ainsi, si on prend le cas du P532-Portescap diphasé (bobiné en //), qui est choisi comme actionneur dans notre système (son choix sera discuté dans le paragraphe suivant), il présente les paramètres suivants:

- Résistance de phase = 6,25 Ω
- Inductance de phase = 16mH
- Flux maximum de l'aimant = couple de maintien/courant nominal,

(par phase) = 205mNm/1.12A → $\psi_{am} = 183\text{mNm/A}$

-n=ordre de symétrie du rotor=25

-Couple de détente = $C_d = 28\text{ mNm}$

-Inertie du rotor = $J = 12\text{Kg.m}^2 \cdot 10^{-7}$

Afin de décrire le moteur P532, sans charge ($C_v = C_s = C_c = 0$), dans l'espace d'état, on prend comme vecteur d'état: $X_T = [i_\alpha, i_\beta, \dot{\theta}_m]$ Et comme le vecteur de commande : $V_T = [V_\alpha, V_\beta, 1]$ le système d'équation d'état devient (exprimé dans le système SI):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \dot{\theta}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -390,6 & 0 & 285 \cdot \sin(250m) \\ 0 & -390,6 & -285 \cdot \cos(250m) \\ -152 \cdot 10^3 \cdot \sin(250m) & 152 \cdot 10^3 \cdot \cos(250m) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \dot{\theta}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 62,5 & 0 & 0 \\ 0 & 62,5 & 0 \\ 0 & 0 & -23 \cdot 10^3 \cdot \sin(100\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (\text{III.20})$$

On a donc la forme $\dot{X} = AX + BU$. On peut choisir le vecteur sortie comme par exemple: $Y_T = [\dot{\theta}_m, C_m]$ d'où:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_m \\ C_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -0,183 \sin(250m) & 0,183 \sin(250m) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \dot{\theta}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,03 \sin(100\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (\text{III.21})$$

De la forme $Y = CX + DU \approx CX \dots\dots\dots (\text{III.22})$

Comme les matrices A, B, C et D sont fonctions de θ_m , le système est donc non linéaire, et sa résolution de pas en pas, pour différentes combinaisons de commande d'un mode d'excitation donné, peut être effectuée par la méthode de RUNGE-KUTA d'ordre 4, en simulation seulement [11], [13].

d-) Calcul d'une commande rapide:

La réalisation d'un mouvement de translation à partir d'un système Vis/écrou permet d'obtenir une haute résolution avec un bon rendement, 90% [12], et une grande précision de positionnement [14].

Pour rester dans le cas d'une réalisation économique, notre système optique augmenté des transducteurs ultra-sonores doit être entrainer horizontalement par une vis sans fin couplée indirectement par courroie, à un moteur pas à pas à aimant permanent avec 100 pas/tour

(ou 200 demi-pas /tour). La masse totale en translation est évaluée à $M=150g$, elle est solidaire de l'écrou. L'incrément de positionnement généralement admis dans de telles conditions d'entraînement est de l'ordre de $10\mu m$ [12],[14]. La distance totale à parcourir est de 20 cm, qui doit être parcourue à vitesse maximale. (Le cahier de charge ne précise pas le temps maximal de focalisation, ni son étendue).

-Choix de la vis :

-Longueur vis > distance totale à parcourir d'où $l=27cm$.

-L'incrément de positionnement étant fixé à $10\mu m$, une rotation complète de l'arbre moteur (200 demi-pas/tour) détermine le pas de la vis $h=2mm$.

Nous nous sommes procuré une vis normalisée de ($h=1,5\text{ mm}$ et $\phi = 9mm$), la vis étant en acier de masse volumique $\rho = 7,85.10^{-3}\text{ Kg/Cm}^3$.

-Inerties:

En considérant la vis comme un cylindre plein, son inertie est donnée par:

$$J_{rot} = \frac{1}{2} \pi r^4 \cdot l \cdot \rho = 13,65 \text{ gCm}^2 \dots\dots\dots (\text{III. 23})$$

L'inertie ramenée par la masse M en translation vaut :

$$J_{trans} = M \left(\frac{h}{2\pi} \right)^2 = 0,1 \text{ gCm}^2 \dots\dots\dots (\text{III. 24})$$

L'inertie totale ramenée sur l'arbre est donc :

$$J_{tot} = J_{rot} + J_{trans} = 13,75 \text{ gCm}^2 \dots\dots\dots (\text{III. 25})$$

La transmission par courroie est négligée du fait que les poulies utilisées sont de faible dimensions et de faibles masses, et que le rapport de réduction = 1.

-Couples de charges:Fig (50-a)

La force de translation de la masse M est : $F = \mu Mg = 1,50N \dots\dots\dots (\text{III. 26})$

Avec μ : coefficient de frottement du chariot sur le support $\leq 0,1$ [12].

Le couple de charge ramené à l'arbre est donc :

$C_C = F \cdot h / 2\pi = 35,8 \text{ mNm}$, en tenant compte du rendement mécanique de l'entraînement par vis, le couple moteur nécessaire est:

$$C_m = C_C / 0,9 = 39,8 \text{ mNm} \dots\dots\dots (\text{III. 27})$$

-Choix du moteur :

Il faut vérifier la relation: $J_{mot} < J_{tot} < 4 \cdot J_{mot}$ [12],[14] et [15]. le constructeur de moteur pas à pas présente dans son catalogue trois moteurs à aimants permanent, de faibles dimensions, et qui possèdent les mêmes paramètres de couple, la même précision angulaire et les mêmes paramètres mécaniques notamment : $J_{mot} = 12g \cdot cm^2$, il s'agit

des moteurs: P532-258 012, P532-258 004 et le P532-258 0.7, de escap qui diffèrent uniquement par leurs paramètres électriques, nous avons choisi cependant le P532-258 012 qui est le plus économique mais aussi le moins puissant.

Le constructeur donne en plus des données techniques mentionnées auparavant, la courbe couple/vitesse pour bobines en série, avec résistance additionnelle de 68Ω , alimenté en bipolaire sous 36V en mode demi-pas, avec une inertie ramenée égale à celle du rotor fig(50-b).

De cette caractéristique on tire:

- Fréquence de démarrage maximale en charge : $F_0 = 1,2 \text{ KHZ}$
- Fréquence d'entraînement maximale en charge : $F_m = 2,1 \text{ KHZ}$

-Accélération et décélération:

pour passer de la zone d'arrêt/démarrage à la zone d'entraînement et vice-versa. une solution classique consiste à utiliser un mouvement uniformément varié à partir d'un couple dynamique constant. cependant ce couple est limité lorsque la vitesse augmente. on prendra donc le couple disponible correspondant à $F_m = 2,1 \text{ KHZ}$ avec une marge de sécurité prise en pratique à 70% de l'accélération maximale admise [13].

Dans le cas de l'accélération: $J \cdot d^2\theta_m/dt^2 = \Gamma_{al}$ avec $\Gamma_{al} = 70 \cdot C_d / 100 = 7 \text{ mNm}$. et $J = J_{tot}$ ramené + $J_{mot} = 25,75 \text{ g Cm}^2$. en intégrant la relation, on obtient: $\Omega = at + \Omega_0$ avec $a = \Gamma_{al} / J$. l'intégration de la vitesse de rotation donne à son tour :

$$\theta_m = at^2/2 + \Omega_0 t + \theta_{m0} \dots \dots \dots (\text{III.28})$$

L'accélération est donc $a = 7 \text{ mNm} / 25,75 \text{ g.Cm}^2 = 2718 \text{ rd/s}^2$.

la fréquence de commande est proportionnelle à la vitesse de rotation : $F = \Omega / \theta_{mp}$ où θ_{mp} est le pas du moteur. l'élimination du temps conduit à : $F^2 - F_0^2 = 2a(\theta_m - \theta_{m0}) / \theta_{mp}^2$, le nombre de pas nécessaire pour l'accélération est :

$$N_{ac} = [(F_m^2 - F_0^2) / 2a] \theta_{mp} = 17 \text{ pas} = (\theta_m - \theta_{m0}) / \theta_{mp} \dots \dots \dots (\text{III.29})$$

la durée de celle-ci est : $T_{ac} = [(F_m - F_0) / a] \theta_{mp} = 10 \text{ mS}$. si on conserve le même couple pour la décélération c-à-d : $\Gamma_{al} = \Gamma_{dl} = 7 \text{ mNm} \Rightarrow N_{ac} = N_{dc} = 17 \text{ pas}$ et $T_{ac} = T_{dc} = 10 \text{ mS}$.

Avec un parcours effectif de 120 mm, le déplacement rapide nécessite $N = 120 \text{ mm} / 10 \mu\text{m} = 12 \text{ Kpas}$, soit 11966 à pas constant, de durée:

$T_{vc} = 11966 / F_m = 5,7 \text{ sec}$. La durée totale de parcours est donc : $T = 5,7 \text{ sec} + 20 \text{ mS} \Rightarrow T \approx 5,7 \text{ sec}$. le profil de vitesse obtenu est représenté en fig(51) avec un régime transitoire linéaire, le profil de

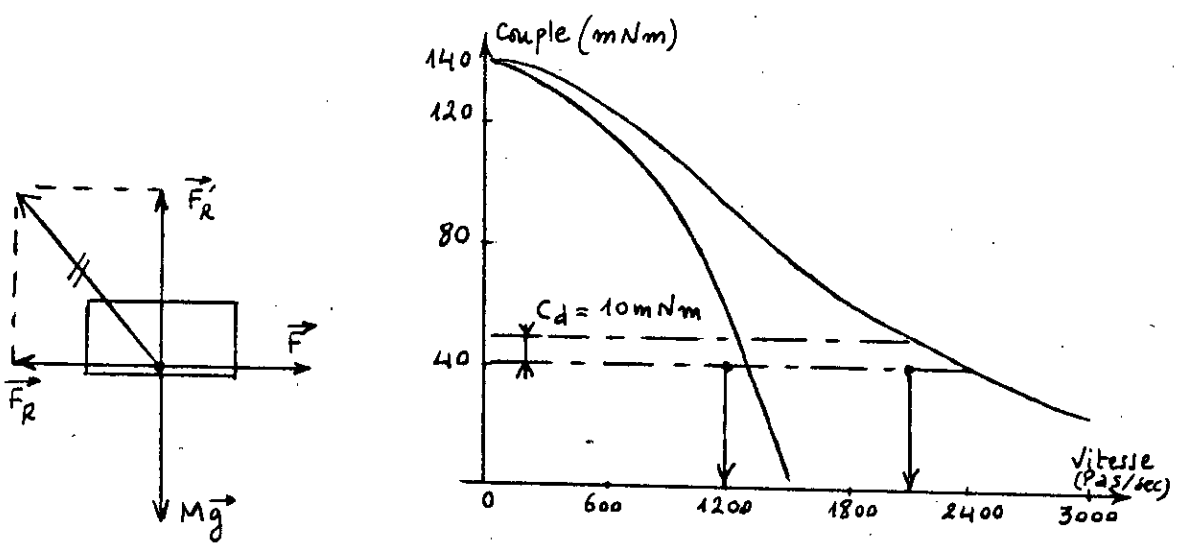


figure 50a-b caractéristiques du P532-012

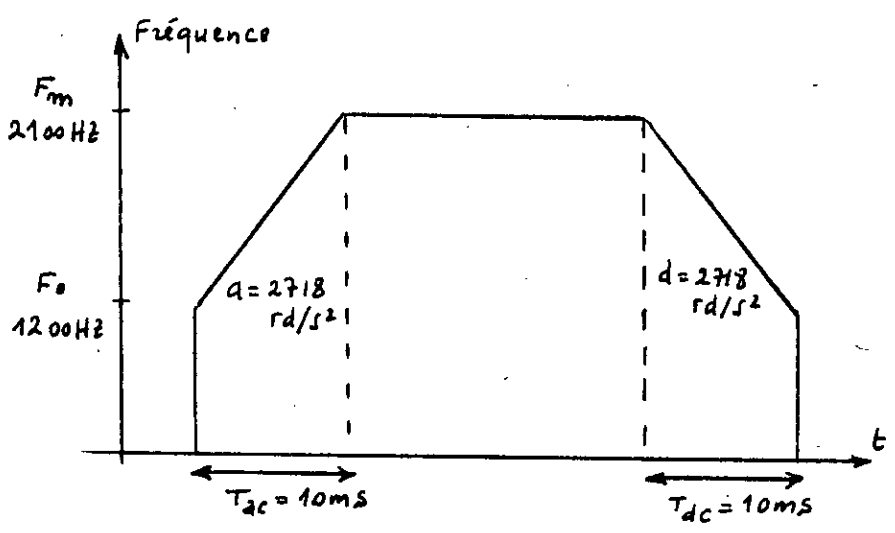


figure 51 Profil optimisé de vitesse

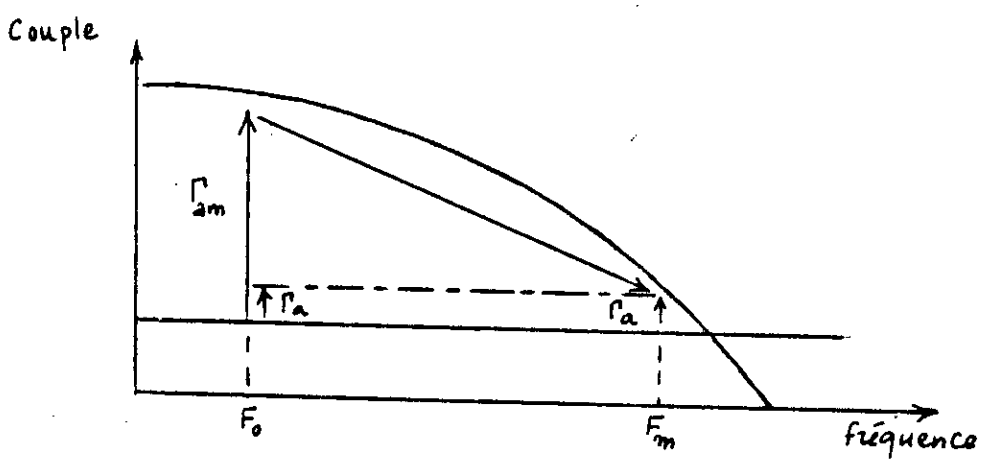


figure 52 couple disponible

vitesse peut être optimisée. en remarquant que dans le cas de l'accélération linéaire, on n'utilise qu'une fraction Γ_a de Γ_{am} fig(52), pendant toute la durée du régime transitoire. pour mieux tenir compte des couples accélérateurs disponibles, on prend l'accélération de départ qui correspond au couple accélérateur maximum disponible Γ_{am} pour la vitesse de démarrage F_0 . et de diminuer progressivement cette accélération pour arriver à l'accélération qui correspond au couple accélérateur maximum disponible Γ_a pour la vitesse F_m . le régime obtenu est un régime transitoire exponentiel.

2-) La carte de commande de puissance:

L'alimentation des moteurs pas à pas nécessite des circuits dits translateurs. et des circuits de commande de puissance qui délivrent les courants appropriés dans les deux phases du moteur. nous avons choisi de commander le moteur par une carte DIGIplan LD-2. qui regroupe tous les organes de commande (translateur, horloge interne et étage de puissance). cette carte délivre un courant nominal de 0,8 A par phase et est donc tout à fait adaptée au moteur P532-O12.

a-)Description fonctionnelle:

L'ensemble électronique de la carte nécessaire pour piloter le moteur pas à pas comprend 4 parties fig(54).

-Une source d'alimentation:

Permettant d'une part, l'alimentation des circuits logiques CMOS en +12V. et d'autre part l'excitation des phases du moteur à partir d'une tension simplement redressée et filtrée de valeur +24V.

-Un oscillateur interne:

Permettant de faire varier la fréquence, et de contrôler l'avance du moteur dans deux gammes de vitesse distinctes:

- avance lente (zone de démarrage):40 à 1200 pas/sec
- avance rapide (zone d'entraînement):400 à 5000 pas/sec

les vitesses des deux gammes sont pré-réglées par des potentiomètres.en vitesse rapide le régime transitoire est linéaire et nécessite un temps d'accélération max de 60mS, et un temps de décélération de 30mS.le signal d'horloge est accessible en sortie, ce qui permet de réaliser une interface avec l'organe de contrôle.

-Un translateur:

Composé essentiellement d'un séquenceur logique et d'un circuit driver de commutation des phases du moteur, il offre en plus une entrée logique de direction qui impose le sens de rotation du moteur, et une sortie qui indique l'état du convertisseur et du moteur à la mise

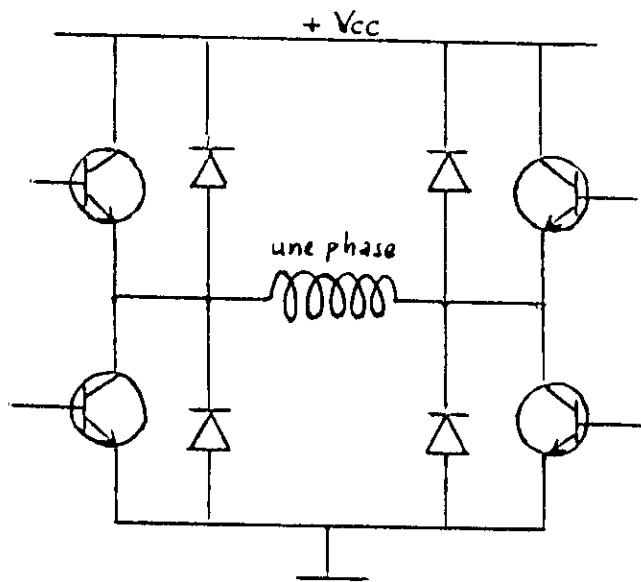


figure 53

Pont d'alimentation d'une phase

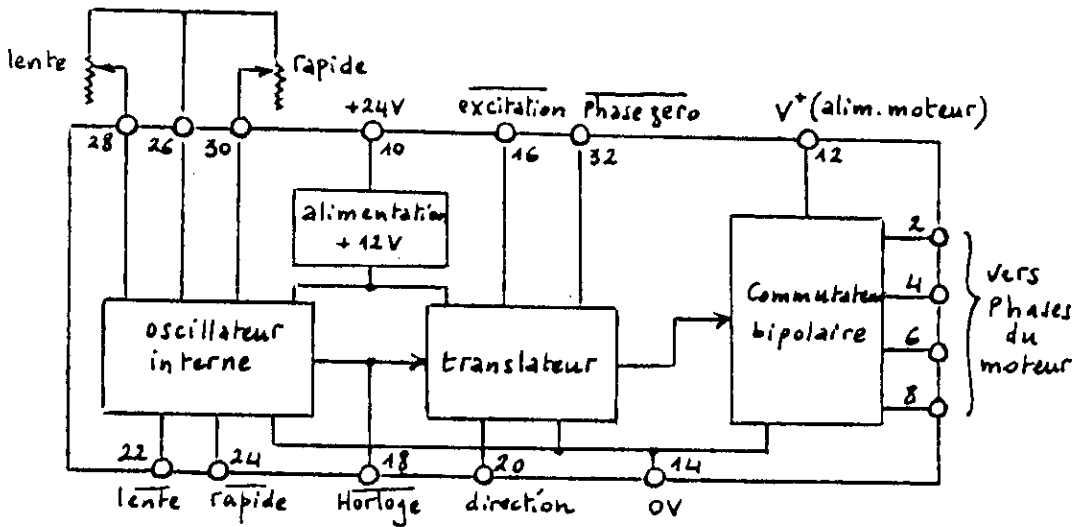


figure 54

CARTE LD-2

sous tension. le mode de fonctionnement est permis en simple pas (mode 1) ou en demi-pas (mode 3).

-Un commutateur bipolaire:

la carte LD2 utilise l'alimentation en pont afin de faire circuler le courant de phase dans les deux sens fig (53). Elle permet d'utiliser une alimentation unique des transistors ayant une tension collecteur-émetteur 2 fois plus faible. les diodes de roue libre assurent la protection des transistors et permettent la récupération de l'énergie magnétique (notre alimentation le permet avec ses réservoirs capacitifs de filtrage). Les performances dynamiques du moteur s'améliorent en augmentant la tension Vcc et la résistance des phases (avec résistances additionnelles en série), c'est ce qui est fait en basse puissance, dans les alimentations économiques comme la notre.

Mais toujours est-il que le montage le plus répandu et le plus performant qui assure le maximum de rendement de l'alimentation et du moteur ensemble, est le hacheur bipolaire à régulation de courant où les transistors de l'étage supérieur du pont sont utilisés comme hacheurs (ou régulateurs de courant), alors que les deux transistors inférieurs permettent la commutation selon le sens de courant requis [11].[14].

REMARQUE:

l'accélération permise par la carte est de 2616 rd/sec² (pour 5000 pas /sec en 60mS). or l'accélération optimale calculée pour le moteur chargé était de 2718 rd/sec². ce qui est tout à fait conforme sans qu'il y est un risque de décrochage du moteur.

b-)Caractéristiques électriques:voir annexes.

c-)Adaptation optimale avec le MPP:

Le groupe de recherche en automatique de NANCY [11] a effectué une comparaison de performances obtenues du moteur en fonction de sa commande sous une alimentation bipolaire. le moteur utilisé le Crouzet 82-9-300 est un diphasé qui présente des caractéristiques très proches du P532-012 de portescap que nous utilisons. la fig(55) montre les courbes de couples pour différentes commandes et différentes alimentations.

En mode 2, l'augmentation de la tension d'alimentation de 12V (courbe 1) à 24 V (courbe 2) entraîne une augmentation de la fréquence maximale sous 24 V. le couple maximum est divisé par $\sqrt{2}$ en mode 1 (courbe 4) qu'en mode 2 (courbe 2). En mode 3, le fonctionnement en demi-pas est plus régulier que celui du mode 2 [11].[12]. et permet une

légère amélioration aux fréquences élevées (courbe 3). le montage hacheur est le meilleur comme on l'a déjà mentionné. mais malheureusement, la carte LD-2 n'en dispose pas.

Un autre moteur diphasé, plus puissant, le stepsyn 103-715-2 a été testé par le meme groupe de chercheurs, en vue de tirer le meilleur couplage des bobines par phase. la fig(56) montre que le montage unipolaire, qui sous- utilise le cuivre de la machine, fournit un couple $\sqrt{2}$ fois plus faible que le montage bipolaire (courbe 1). le couplage parallèle présente les impédances les plus faibles, mais autorise les vitesses les plus élevées (courbe 3).

-Conclusion et choix:

De ces 2 comparaisons, nous avons choisi une alimentation bipolaire sous +24 V, travaillant en mode 3 (qui assure tout de meme un meilleur positionnement statique) avec des phases moteurs à couplage parallèle des bobines.

-Calcul de la résistance additionnelle par phase:

Le courant nominal que fournit la carte LD-2 est de 0,8 A/phase, c'est le meme courant nominal de phase que demande notre moteur, avec bobine en //, en mode 2 ou 3, fig(57-a). d'où $R = (22-6 \times 0,8) / 0,8 = 22 \Omega$ nous avons pris pour cela 3 résistances en // de $82 \Omega / 7 W$ ce qui donne: $R_{equ} = 27 \Omega / 21 W$.

le courant de phase devient : $I_{phase} = 0,67 A$ et la puissance dissipée par phase est de : $12 W < 21 W$.

La constante de temps électrique devient 0,48mS alors que celle annoncée par le constructeur du moteur est de 2,3mS.

-Circuit de compensation:

pour obtenir un couple maximal avec une puissance moyenne absorbée donnée, le courant dans chaque phase doit atteindre sa valeur maximale immédiatement après commutation. la condition imposant au courant d'atteindre instantanément sa valeur maximale et de la conserver peut etre remplie simplement , avec une bonne approximation, en plaçant en parallèle, sur chaque enroulement, un condensateur C, fig(57-b), avec une forte tension (24 V) à travers la résistance additionnelle [16], l'impedance d'une phase devient :

$$Z = R + \frac{LP}{(1 + LCP^2)} \dots \dots \dots (III. 30)$$

$$I(p) = \frac{V(p)}{Z(p)} = \frac{(V/R).(1/p)}{1 + (L/R).p + LCP^2} + \frac{V(LC/R).P}{1 + (L/R).P + LCP^2} \dots \dots (III. 31)$$

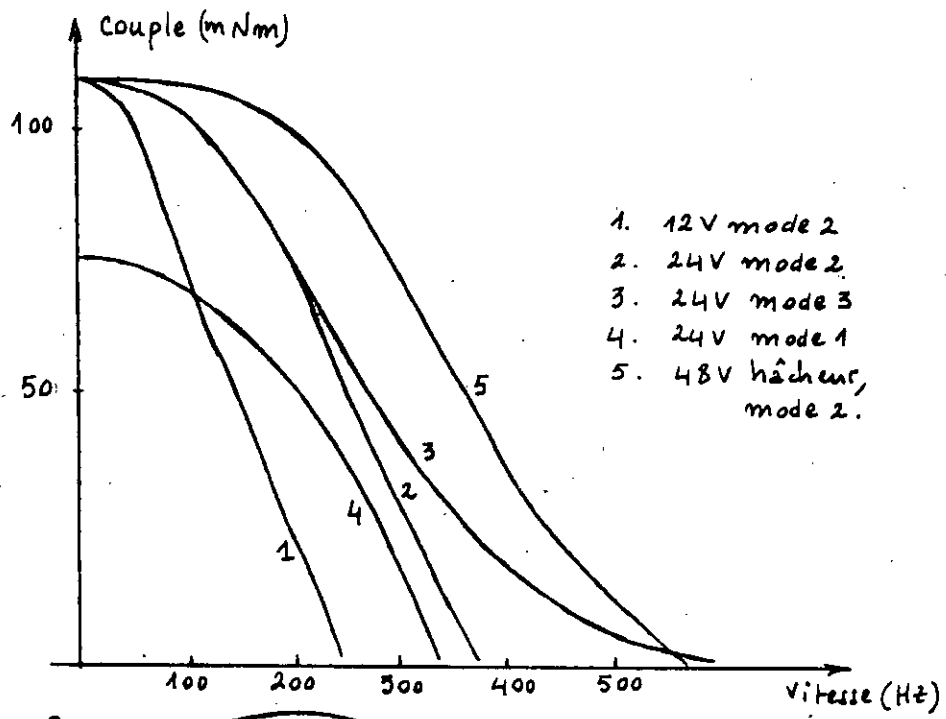


figure 55

influence du mode d'alimentation

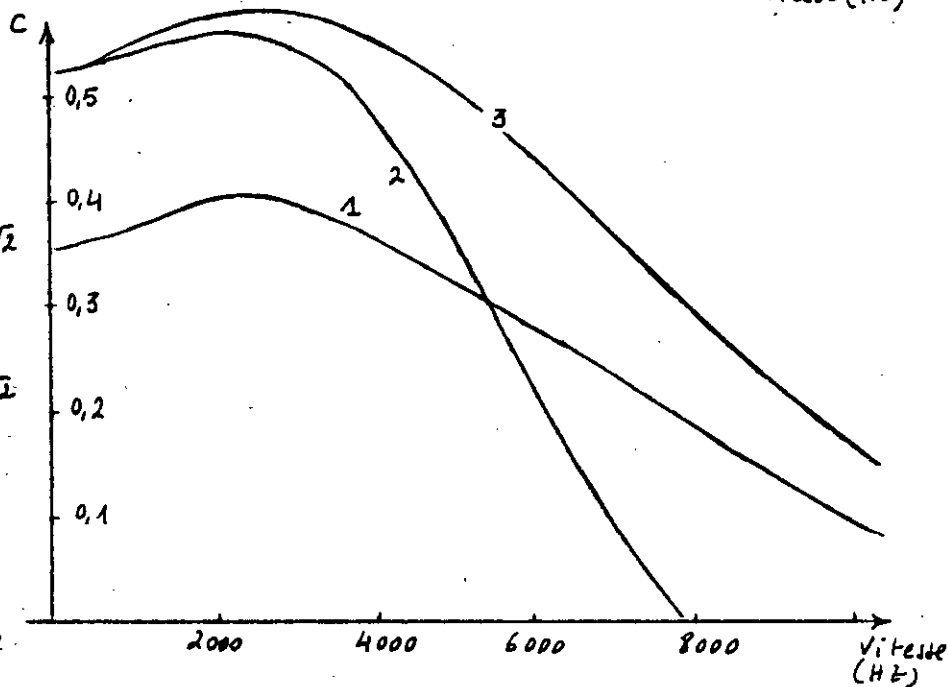
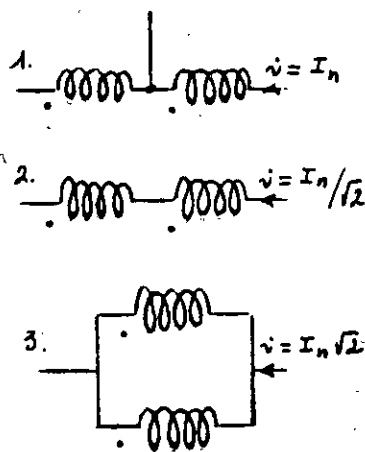


figure 56

influence du montage des bobines

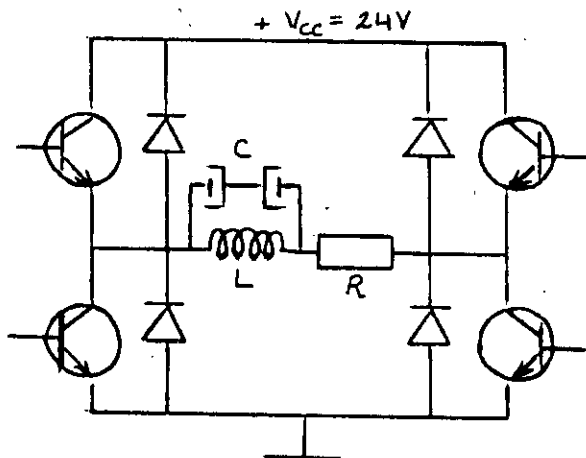
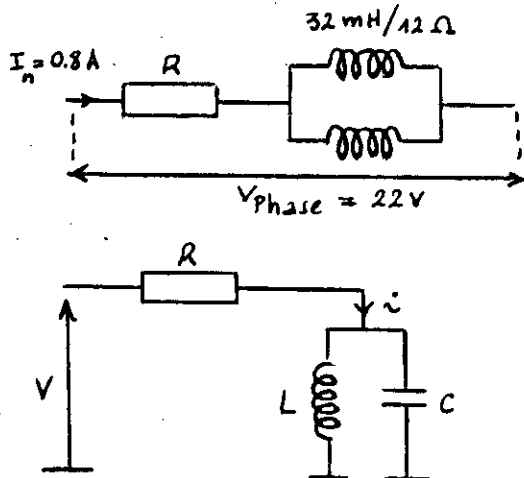


figure 57a-b-c circuit de compensation d'une phase

L'equation au dénominateur est de la forme :

$$1 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0}\right)P + \left(\frac{P^2}{\omega_0^2}\right) \dots \dots \dots (\text{III.32})$$

avec :

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_0} = \frac{L}{R} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots \dots \dots (\text{III.33})$$

Pour annuler les oscillations de chaque pas, tout en gardant un régime transitoire rapide, le facteur d'amortissement doit être pris égale à :

$$\varepsilon = 1.$$

D'où :

$$\left(\frac{1}{2R}\right)\sqrt{\frac{L}{C}} = 1 \rightarrow C = \frac{L}{4R^2} = \frac{16}{4(27)^2} = 5,48\mu\text{F}$$

nous avons pris 2 condensateurs électrolytiques en série de 10 μF chacun, la fig (57-c) présente une phase compensée.

Il faut cependant, éviter d'utiliser une fréquence de commande égale à la fréquence de résonance du circuit de phase:

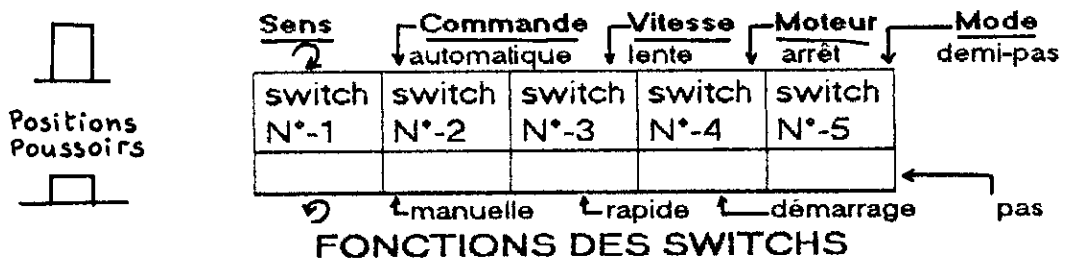
$$F_0 = \frac{1}{2\left[\pi\sqrt{LC}\right]} = 563 \text{ HZ} \dots \dots \dots (\text{III.34})$$

ce qui n'est pas notre cas, puisque la fréquence de démarrage utilisée est de 1200 HZ, l'instabilité éventuelle du circuit de compensation n'est donc pas à craindre.

d-) Contrôle manuel du MPP:

Par des boutons poussoirs prévus sur l'appareil. Il serait possible d'adjoindre une commande manuelle, pour le moteur pas à pas, à côté de la commande automatique pour la focalisation. Elle pourra donc servir pour régler approximativement, mais non d'une façon permanente, la position de la lentille focalisante, en cas de panne de la commande automatique.

Ces switches, au nombre de 5, sont liés intérieurement à la carte de commande en puissance du moteur, et permettent d'utiliser l'horloge interne de cette carte.



Les boutons de commande comprennent:

- L'excitation du moteur (allumage).

- La sélection du mode pas ou demi pas.
- Le choix du sens de rotation.
- L'appel de la vitesse lente ou rapide.
- Positionnement manuel ou automatique.

Deux potentiomètres sont également installés sur la face avant de l'appareil, ils permettent de couvrir toute une plage pour les deux vitesses, lente et rapide, en d'autres termes, démarrage et entraînement.

✓ LA CARTE A MICRO-PROCESSEUR:

1-) Justification d'emploi:

Une carte centrale basée sur quelques éléments LSI programmables, assure une réduction notable des composants à utiliser, en les remplaçant par des programmes faciles à modifier selon les besoins. Parmi les fonctions que peut assurer une telle carte, on cite :

- Emission de paquets d'ondes u.s à 40 KHZ.
- Evaluation du temps écoulé entre émission et réception de ces paquets d'ondes.
- Correction non linéaire éventuelle des mesures en fonction de la température ambiante.
- Etalonnage ou tarage de l'instrument.
- Prise en compte de la distance focale de la lentille utilisée, (consigne).
- Interfaçage aisé avec la carte de puissance du moteur pas à pas.
- Comparaison avec la consigne, et commande du servo-moteur de position.
- Signalisation de dépassement.

En outre, cette carte se prête bien à une régulation de position, en boucle fermée.

2-) Organisation de la carte :

le système bâti autour d'un micro-processeur, se compose essentiellement des éléments suivants :

- Une RAM, servant de support pour les calculs intermédiaires.
- Une EPROM, contenant le programme qui gère tout le système.
- Une circuiterie d'interface d'entrée-sortie composée essentiellement d'un PIA, associé à des buffers et circuits de sécurité (optocoupleurs).

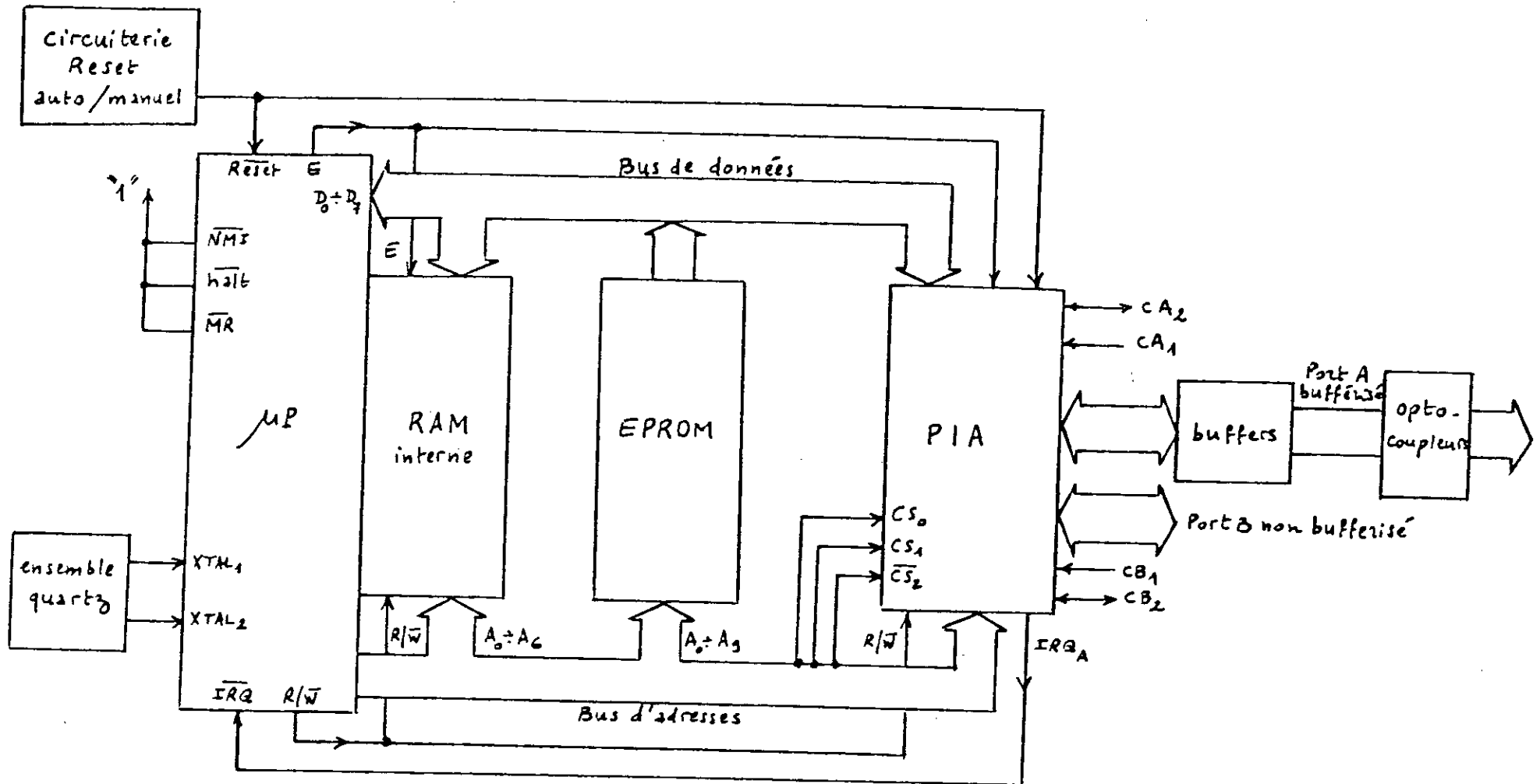


figure 58

SYNOPTIQUE DE LA CARTE A μP

-Une circuiterie auxiliaire d'adressage, d'horlogerie et de master reset fig (58);

Le MPU utilisé est le 68A02 de Motorola, il intègre à son intérieur une RAM de 128 octets suffisante pour notre application.

Pour ce qui est du bus de contrôle, les broches $\overline{\text{HALT.MR}}$, $\overline{\text{NMI}}$ et $\overline{\text{IRQ}}$ seront forcées à l'état haut à travers des résistances de 4,7 K Ω , seule $\overline{\text{IRQ}}$ sera présente sur le bus de sortie du système et servira à acheminer l'impulsion d'écho qui arrêtera le comptage temporel.

L'EPROM choisie, est quant à elle, la 2716 D'intel-incorporation, particulièrement populaire, en partie parce que 2 Koctets est un volume de mémoire suffisant pour ranger la plupart des moniteurs de commande et programmes utilitaires simples comme le notre, et en partie parce que la 2716 coûte moins chère comparativement à d'autres EPROMS de même taille. Ses caractéristiques sont :

UV.erasable, NMOS PROM, 2KX8, temps d'accès: 350/450 ns, Consommation: 125/500 mw.

Le PIA 68B20 de la famille 8 bits de MOTOROLA, possède deux ports de 8 bits bidirectionnels, associés à deux lignes de contrôle chacun, dont la configuration est la suivante:

port A:

PA₀= Excitation moteur (sortie).

PA₁= Sens de rotation (sortie).

PA₂= Appel avance lente (sortie).

PA₃= Appel avance rapide (sortie).

PA₄= Horloge interne (entrée).

PA₅= Visualisation-Dépassement (sortie).

PA₆= Horloge externe éventuelle (sortie).

PA₇= Contrôle du dépassement (entrée).

La ligne de contrôle CA₂ est programmée en sortie, pour véhiculer les impulsions U.S d'émission vers l'amplificateur-émetteur.

Quand à la ligne CA₁, reliée à la sortie du récepteur U.S, elle fait parvenir l'impulsion d'écho reçue, à la ligne $\overline{\text{IRQ}}$ du MPU, à travers le registre de contrôle du PIA, si ce dernier l'autorise. le port B est configuré, en entier, En entrée et sert d'une part à l'étalonnage du circuit, et d'autre part à la correction de la mesure ultrasonique en température.

Les lignes de contrôle de ce port, ne sont pas utilisés. Cependant pour gérer convenablement les différentes cartes, notamment la carte de puissance de commande du moteur, Le port A est associé à un buffer MC 14049, qui contient 6 Amplis inverseurs. la ligne PA₆ sera

bufférisée quant à elle, par un simple transistor. Le port B et la ligne PA7 configurés en entrée, ne sont pas bufférisés.

3-) Découpage de l'espace adressable:

Les différents espaces mémoires (RAM interne et EPROM), ainsi que les registres internes du PIA sont implantés à différentes adresses, comme l'indique la repartition suivante:

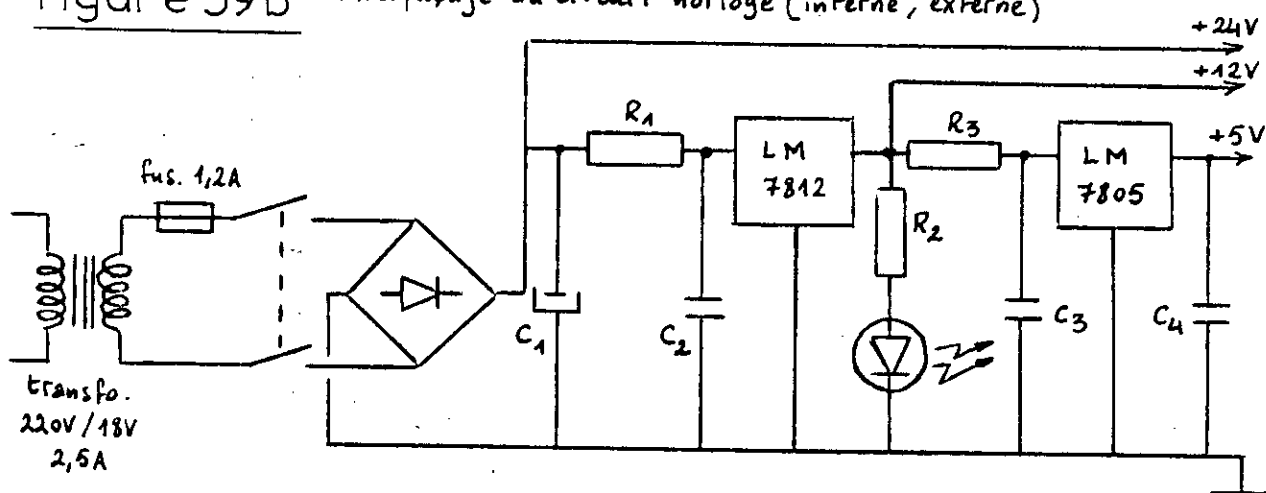
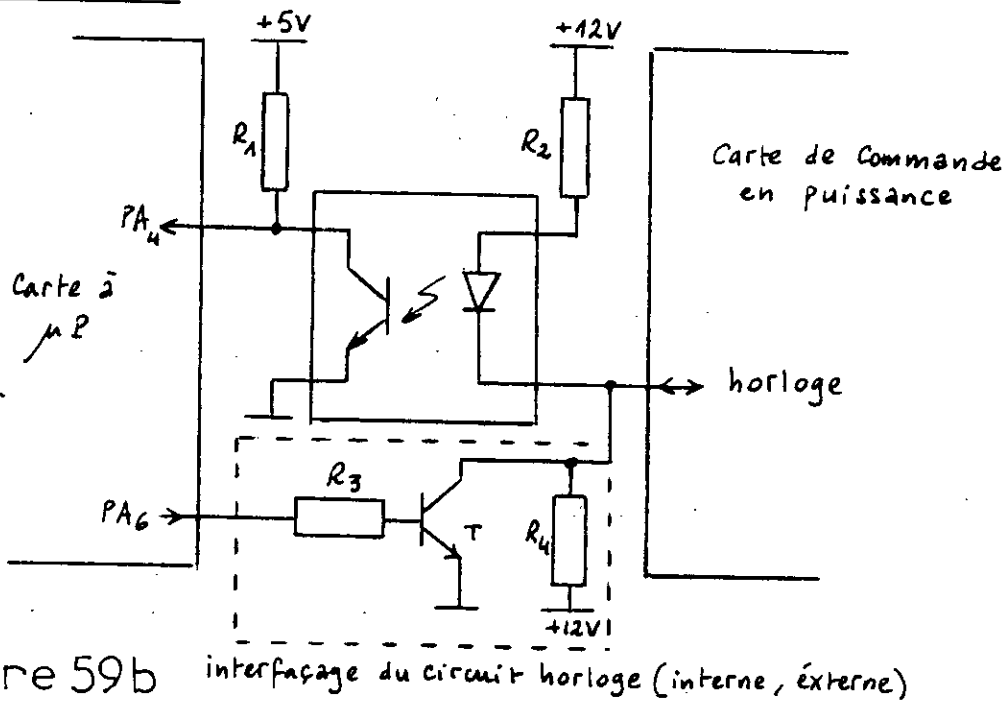
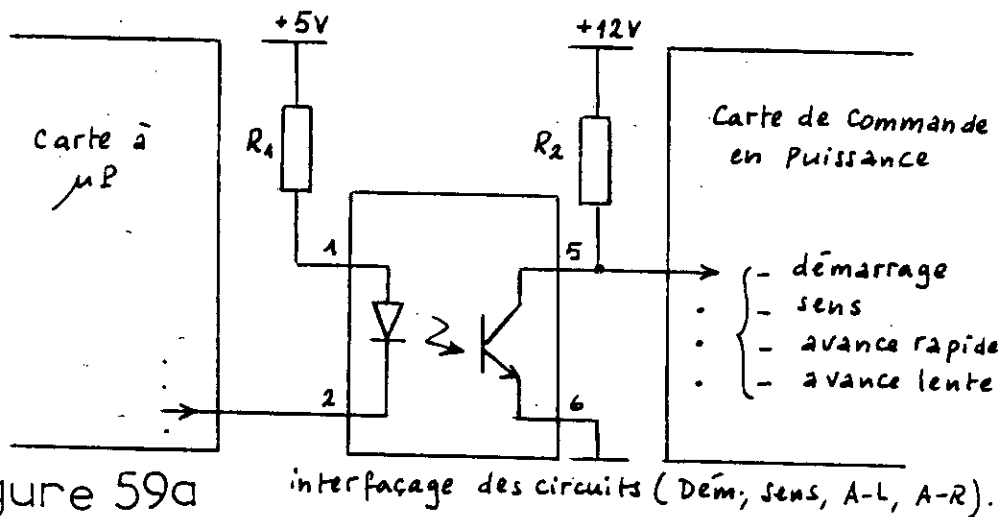
| | | | |
|-----------------|------|--|-------|
| (128) Octets | 0000 | } ← Pile | RAM |
| | 0050 | | |
| | 007F | | |
| (2K) Octets | A800 | } Version Prog(1): sans correction en T° | EPROM |
| | ABFF | | |
| | AC00 | } Version Prog(2): avec correction en T° | |
| | AFFF | | |
| (4) Octets | D000 | DDRA (ORA) | PIA |
| | D001 | CRA | |
| | D002 | DDRB (ORB) | |
| | D003 | CRB | |

On utilise deux méthodes pour sélectionner un emplacement mémoire ou un registre d'unité d'entrée-sortie: la sélection linéaire et la sélection par décodage complet, la 2ème méthode n'étant pas utilisée à cause du nombre réduit de boîtiers, nous optons pour la 1ère méthode d'adressage qui ne nécessite pas un décodeur d'adresse.

La mémoire étant partagée en RAM et ROM, la taille de chacune est considérablement inférieure aux 65 536 positions adressables par le système, nous devons mettre chaque unité à la bonne place dans notre carte d'implantation mémoire.

La RAM de 128 octets étant adressable intérieurement de 0001 à 007F, les boîtiers EPROM et PIA ont en plus de leurs bornes d'adresses, au moins une borne "CHIP SELECT", cette ligne de sélection autorise lorsqu'elle est activée, qu'une opération lecture ou écriture ait bien lieu dans le boîtier; pour cela, en sélection linéaire on relie des lignes d'adresses individuelles aux entrées "CS". L'avantage essentiel de la sélection linéaire est donc la simplicité.

4.) Circuits d'interfaçage:



composée d'optocoupleurs qui sont des circuits dont leur rôle est l'isolation et la protection contre des surtensions transitoires qui peuvent endommager l'entrée ou générer une information erronée. ils permettent l'interfaçage des systèmes pour différents niveaux logiques et différentes masses, et dans notre cas, ils lient la carte de commande en puissance à la carte à MPU qui est à faible puissance.

L'optocoupleur utilisé, le 4N25, est le plus employé dans les isolateurs car il permet des vitesses d'à peu près 300 KHZ. et en plus il est sensible et économique, la jonction base-collecteur peut être employée comme une photo-diode pour assurer des vitesses élevées.

La sortie dans le mode diode est basse. et nécessite une amplification pour des niveaux de sortie plus élevés.

Le 4N25 possède les caractéristiques suivantes:

- Isolation de tension = 2500 V_{min}.
- Rapport de transfert de courant DC=20% min.
- BV_{CEO} = 30 V_{min}.
- Courant de sortie collecteur = 3,5 mA typique.

-Cablage pratique des optocoupleurs: Le nombre total d'optocoupleurs est de cinq, quatre sont utilisées en sortie (démarrage, sens, A-lente, A-rapide), et le cinquième en entrée pour l'acquisition du signal d'horloge de la carte de commande en puissance. Voir fig(59) a et b.

VI-ALIMENTATION GENERALE:

Il s'agit d'une configuration classique et économique, en dehors du transformateur 18V/2,5 A, du pont à diodes, et des capacités de filtrage (qu'on déterminera par la suite), deux circuits intégrés:

Le 7812 qui assure une tension stabilisée de 12V, et le 7805 qui assure une tension stabilisée de 5V, la tension moyenne 24V est seulement filtrée, la fig (60) donne le schéma de cette alimentation.

-La source 5V est utilisée pour alimenter la carte à micro-processeur, et les opto-coupleurs du circuit d'interfaçage, ainsi que le récepteur à u.s. -La source 12V est aussi utilisée pour alimenter les optocoupleurs et l'émetteur à ultra-sons.

-La source 24V est réservée à l'alimentation de la carte de commande en puissance du moteur, ainsi que ses différentes phases. Pour cela, la tension continue à la sortie du pont est de $v=1,4 \times 18 = 25 \text{ V}$ à l'arrêt du moteur. si on tolère une chute de tension moyenne de 1 V moteur en marche, cela veut dire que l'ondulation est de $\delta V=2\text{V}$ autour de la tension moyenne 24 V, le facteur d'ondulation est $\eta = 8\%$.

La valeur de la capacité de filtrage adéquate est donnée par la relation :

$$C(F) = I_{\max} (A) / (\eta \cdot V_{\text{continu}}(V)) \dots\dots\dots (\text{III.35})$$

en prenant un courant maximum absorbé de l'ordre de 1 A , il vient :
 $C = 1/(8.25) = 5000\mu F$, nous avons pris deux condensateurs électrolytiques en parallèle, de $2200\mu F/40V$ chacun .

Les régulateurs sont connectés en cascade , le 7812 précède le 7805 , cette disposition permet une meilleure régulation avec une dissipation moindre du régulateur 5V grâce à la résistance $R3=18\Omega/4w$.

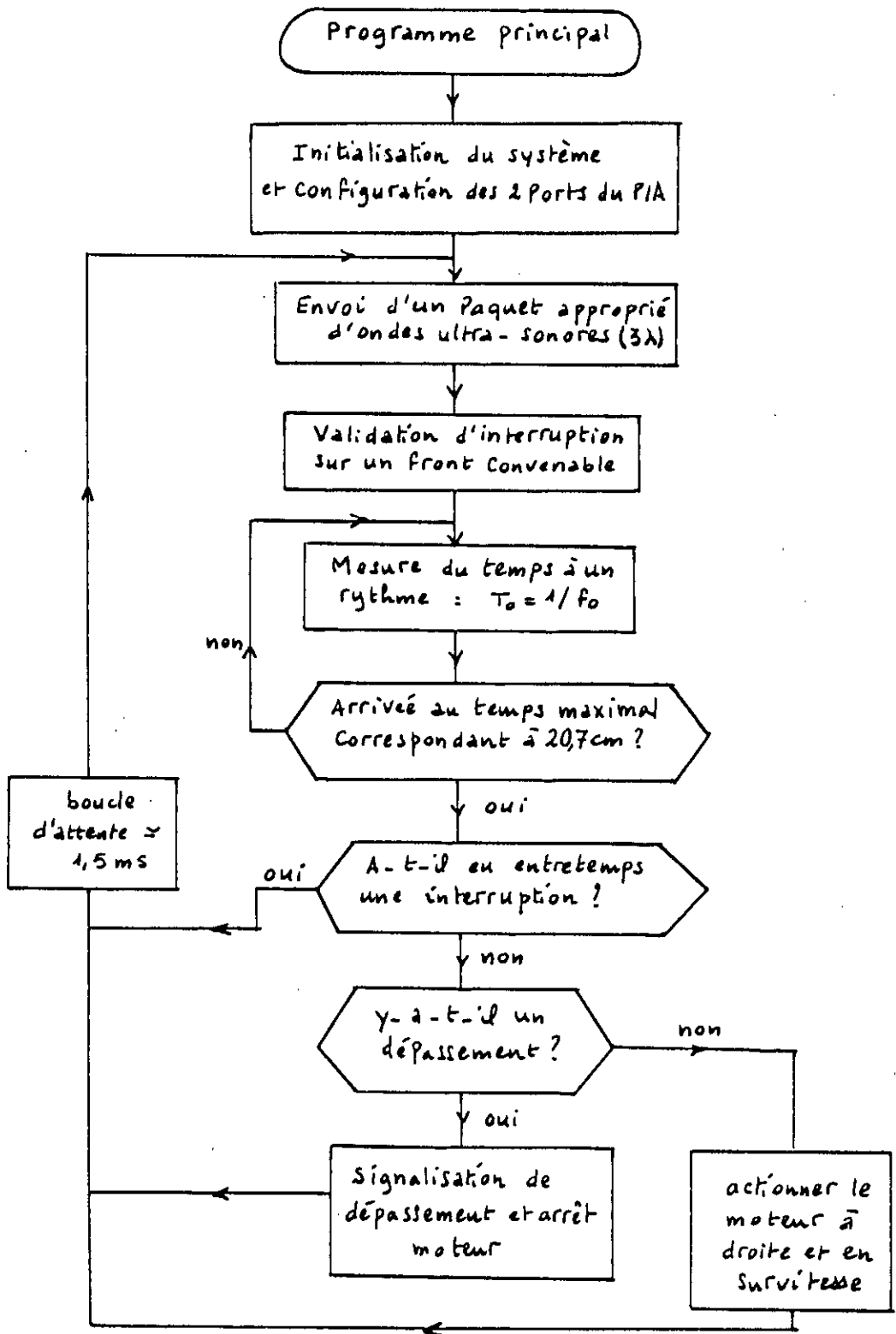
Le seul inconvénient de ce montage est que le régulateur 7812 voit sa charge augmenter , et par conséquent doit dissiper une puissance plus élevée. Pour cela, on fait chuter la tension d'entrée de 25V à 15V avec une résistance bobinée de $19\Omega/8W$ (deux résistances de $39\Omega/4W$ en //) et on équipe ce régulateur d'un petit radiateur .

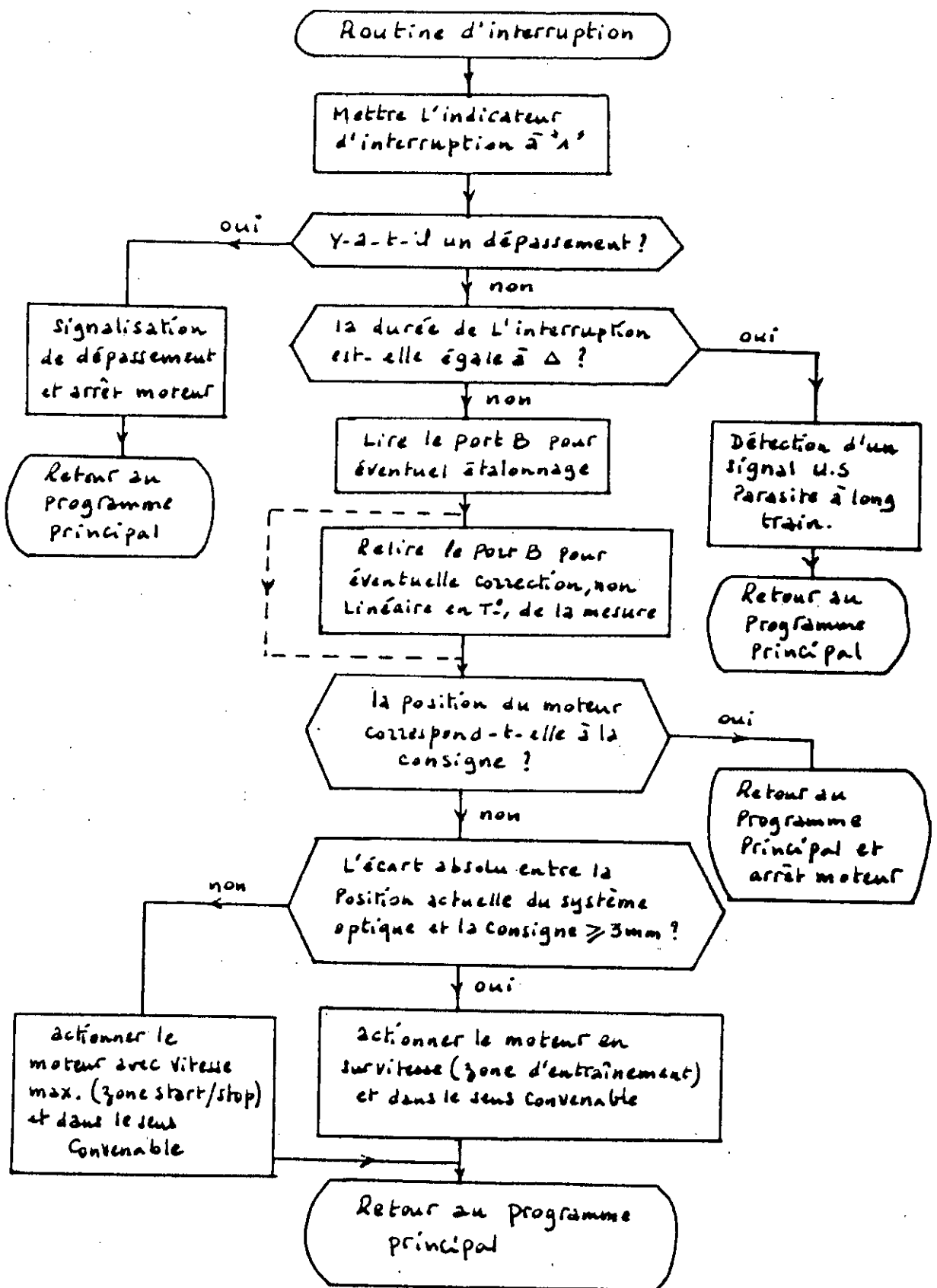
Les deux régulateurs sont raccordés à leur sorties à des capacités mylars de $0,1\mu F$.

L'alimentation est protégée par un fusible de 1,2 A .

CHAPITRE IV
ALGORITHMES ET PROGRAMMES
D'AUTOFOCALISATION

I / ORGANIGRAMMES GÉNÉRAUX :





I. PROGRAMME PRINCIPAL:

La 1ere etape de la programmation est l'initialisation du systeme à partir de l' adresse A800, cette initialisation consiste à :

-Determiner l'emplacement de la pile (0050), pour la sauvegarde des registres internes lors de la survenue des interruptions et des sauts aux sous programmes.

-Configurer les 2 ports du PIA; port A : pour la commande du MPP et le controle des depassements. port B: programmé en entree , permet l'acquisition de la valeur signée d'etalonnage et de la valeur non signée de la correction en T.°

-Initilisation du compteur de mesure du temps (compensation du retard t'_0-t_0 du debut de comptage et du supplement causé par le 2ème monostable), voir fig (62).

Avec :

t_0 :Début de comptage temporel désiré.

t'_0 : Début du comptage effectif .

$t'_0-t_0=75 \mu S$ =Durée de 3λ + un petit temps mort .

$\tau_2=200\mu S$.

Comme le comptage minimal est $T_0=6\mu S \rightarrow$ le compteur doit être initialisé au nombre de $[\tau_2-(t'_0-t_0)]/T_0=20\dots\dots(IV.1)$

Après quoi , l'emission d'ultra sons commence par l'envoi d'un paquet de 3 fois la longueur d'onde (suffisant pour atteindre le metre). Après la validation de l'interruption ,le comptage temporel se declenche à une cadence bien determinee ($T_0=6\mu S$), tel qu'après un trajet de 200mm aller-retour, le compteur affiche $N=200$. Si aucune interruption n'est survenue avant la valeur maximale du comptage , le programme testera le depassement :dans le cas >0 ,le depassement est signalé avec arret du moteur .Dans le cas <0 , le moteur est actionné dans la zone d' entrainement dans le sens de rapprochement vers la cible .

L'emission d'un nouveau paquet d'US aura lieu après un certain temps mort necessaire à l'elimination des echos survenues apres le comptage , fig (61).

II- ROUTINE D'INTERRUPTION:

A l'arrivee d'une interruption adéquate d'ue à un echo, le programme se branche à une routine d'interruption implantée à l'adresse A8A0. Le programme évalue la mesure avant de la considerer definitivement, il

cherche pour cela à deceler l'empreinte de parasites presentant une largeur superieure au maximum autorisé (3λ), et ceci en vérifiant $\tau < \Delta$ fig[62], (c'est à dire la largeur de τ de l'interruption reçue inferieure à la fenetre Δ d'observation des fronts descendants des echos). τ depend des faibles fluctuations de l' amplitude du signal reçue , ainsi que la longueur de la queue de resonance du transducteur de reception. Δ est réglée experimentalement pour tenir compte de la variation de τ (propre à un paquet de 3λ et une distance maximale detectable de 400mm).

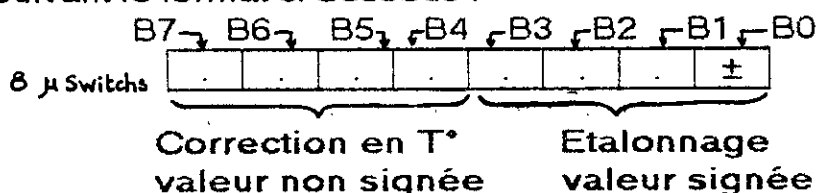
REMARQUE :

La connaissance de τ , passe par 2 mesures successives, comme dans le systeme de TV, SECAM , pour la regeneration de l'information couleur, où on combine un signal de chrominance d'une ligne avec celui de la ligne suivante, ceci en supposant que 2 lignes consecutives portent la meme information des 2 signaux de chrominance. Cela est justifié, dans le cas où, la frequence de balayage des mesures est plus elevee que celle de la variation du processus à analyser, ce qui est notre cas . Dans ce contexte, nous etions amenés à effectuer une 1ere mesure sur front montant, accompagnée d'une 2eme mesure sur front descendant, la différence de ces 2 mesures donne justement la largeur τ de l'impulsion reçue.

Après le passage par ce test ($\tau < \Delta$) le programme fait subir à la mesure deux types de corrections eventuelles:

- la correction non lineaire en T° : operation qui se fait au debut des mesures , et ce chaque fois que la temperature ambiante change de 3°C par rapport à l'ancienne valeur .
- la correction lineaire ou etalonnage : operation qui se fait egalement au debut des mesures pour tarer l'appareil.

Les 2 corrections se presentent sous la forme d'un octet à l'entrée du port B , suivant le format ci dessous :



L'etalonnage permet donc de faire avancer ou reculer le moteur de 7 positions au maximum dans la version du programme avec correction en T° tandis que dans la version sans correction en T° , l'etalonnage s'effectue sur une gamme totale de 255 positions relative à un déplacement de ± 127 mm (couvre tout le parcours utile). pour la correction en T° , il en sera question ulterieurement. La derniere etape du programme a pour role d'actionner eventuellement le moteur dans les 2 sens relativement à l'ancienne position , pour rattraper la consigne.

Si l'écart relatif est grand (≥ 3 mm), la correction de la position se déroulera en régime d'entraînement, avec phases d'accélération et de décélération du moteur, sinon son avance n'excèdera pas la zone start/stop ou de démarrage, mais cependant, à la vitesse maximale permise sans perte de pas.

La résolution de la mesure est de 1 mm, mais le programme améliore la précision de positionnement à $\pm 0,50$ mm.

III-ALGORITHME DE LA CORRECTION NON LINEAIRE EN T° AMBIANTE

Nous avons vu au paragraphe traitant de la précision, que la vitesse des ultra sons est étroitement liée à la T° ambiante: par la relation $v=v_0 \sqrt{T/T_0}$, avec $v_0 = 331$ m/s à $T^{\circ}=273^{\circ}$ k. et vu que le microprocesseur mesure le temps au rythme d'une impulsion par mm de parcours, à la vitesse des u.s, il suffit donc d'un changement de 3°C de la T° ambiante, pour avoir l'incertitude d'une unite sur la position réelle de la cible. par conséquent, il est nécessaire, dans le cas où le focaliseur automatique opère dans un milieu sans regulation de t°, de prévoir une correction en fonction de celle-ci. il s'agit d'une correction non linéaire(en racine carrée) des mesures de distances en fonction de la temperature ambiante, deux solution se presentaient:

-1ERE SOLUTION: Par variation de la fréquence de comptage temporel: consistait à faire varier la fréquence du comptage pour la mesure de la distance en fonction de la t° ambiante, suivant la relation: $F_{\text{comptage}}(\text{khz})=1/2.v(\text{m/s})$ avec $v=f(T^{\circ})=$ vitesse des u.s. cette relation vient du fait que pour une distance de $x=200$ mm le temps de parcours aller-retour de l'onde u.s serait:

$$t=2.x/v = 2 \times 200 \text{ mm}/v$$

le compteur doit compter dans ce cas:

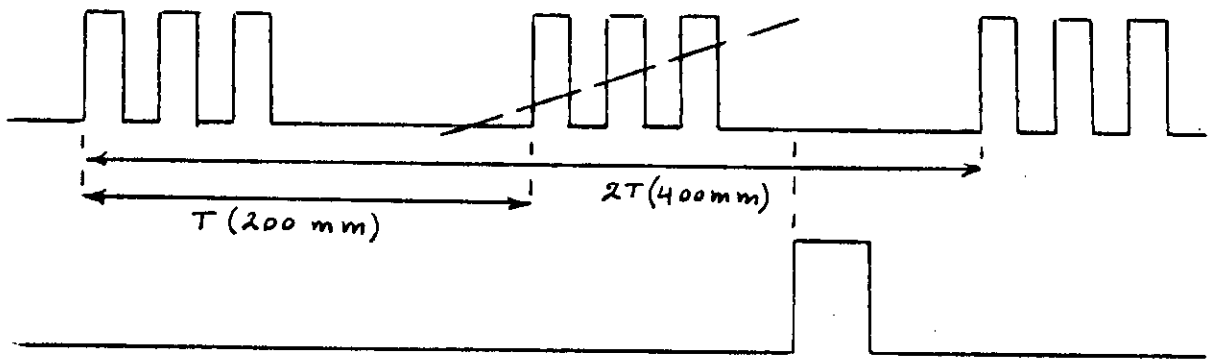
$$\begin{array}{l} 200 \text{ impulsions} \longrightarrow 2x/v \\ 1 \text{ impulsion} \longrightarrow t \end{array}$$

à la période de $t(\text{sec})=1/500v \rightarrow F_{\text{comptage}}(\text{khz})=v(\text{m/s})/2$ alors $\delta F/F=\delta v/v=dx/x=1/2dT/T(k^{\circ})=5.10^{-3}$, pour une température ambiante $T^{\circ}=20^{\circ}$ c, on a $F_{\text{comptage}}=171$ khz et $\delta F=0,855$ khz ou bien $\delta t=0,03 \mu\text{s}$ ($=(\delta f. t)/f$), or un cycle machine dure environ $0,73 \mu\text{s}$, c'est à dire qu'une variation d'un cycle d'horloge correspond à une variation $\delta T=73^{\circ}$ C ($=2T^{\circ} \times F. \delta t$) ce qui est énorme.

cette solution serait envisageable dans le cas d'utilisation d'un quartz à fréquence multiple de 33 MHz, ce qui ne peut se faire avec un microprocesseur classique tel que le 68A02.

- 2EME SOLUTION: par tabulation des valeurs de corrections:

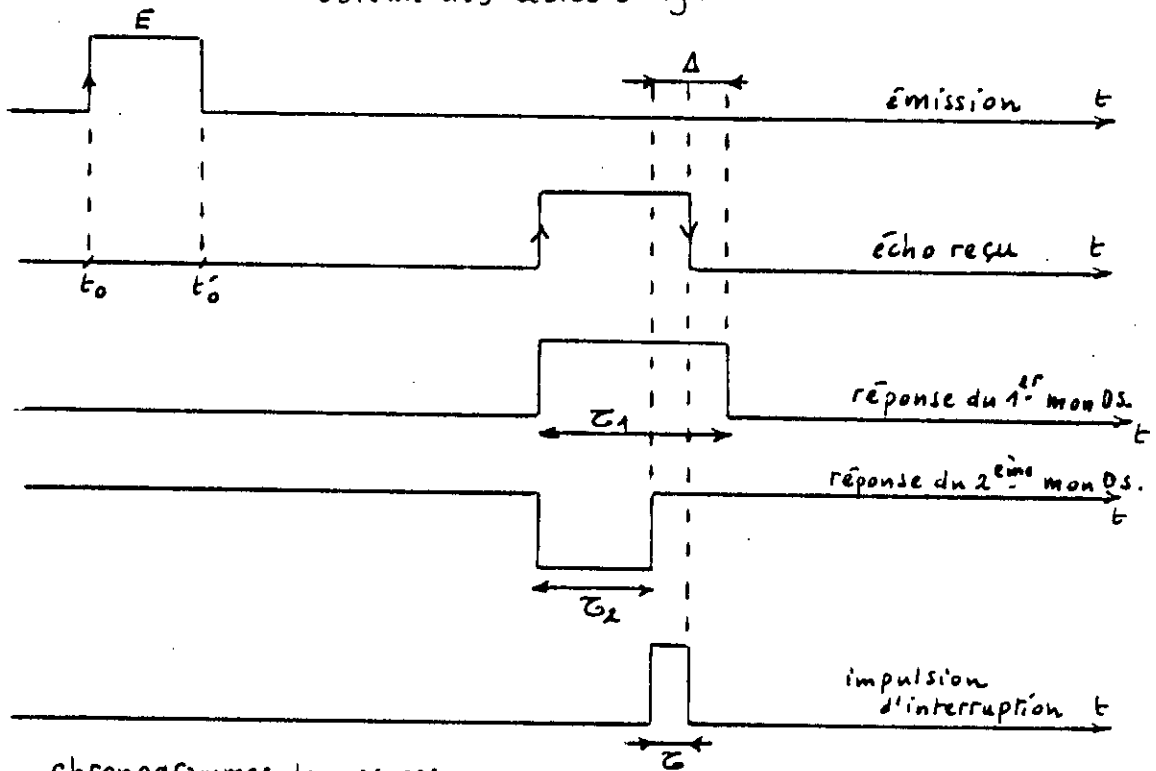
Vise à établir un tableau de nombres correcteurs mémorisés dans l'eprom, ces nombres fonctions de la T° ambiante, sont des valeurs à ajouter ou à retrancher du temps mesuré, (operations cette fois ci, linéaires), fig (63), si la T° ambiante arrive à baisser par rapport à une



écho principal pour une distance > 200 mm et qui peut être interprété fausement!

figure 61

Problème des câbles éloignés



chronogrammes de mesures avec aléas

figure 62

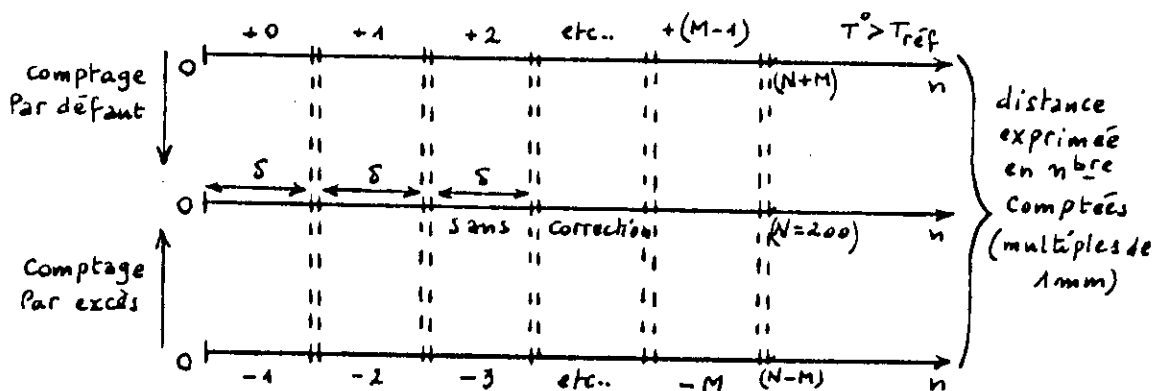


figure 63

répartition de la correction en T^0

T° prise comme référence (T_{référence} 20°), le comptage qui s'effectue toujours à la cadence propre à T°_{ref} , sera un comptage par excès, (puisque à basse température, la vitesse des ultra sons est relativement lente et le comptage apparaîtra trop rapide). si au contraire $T^{\circ} > T^{\circ}_{ref}$, le comptage à cadence toujours fixé, sera cette fois ci par défaut. la correction maximale M est égale à l'écart de température exprimée en nombre entier multiple de l'écart élémentaire $\delta T = 3^{\circ}C$.

EXEMPLE:

$T_{ref} = 20^{\circ}C$

pour:

$T = 23^{\circ}C \rightarrow M = +1$

$T = 26^{\circ}C \rightarrow M = +2$

$T = 17^{\circ}C \rightarrow M = -1$

$T = 14^{\circ}C \rightarrow M = -2$ etc....

La distance étant subdivisée en M segments identiques (distance maximale), d'étendue $S = ((N=200)/M) - 1$, la correction maximale $n \pm M$ (n étant la distance de la cible, exprimée en multiple de 1mm) n'est valable que pour le dernier segment, en cas de comptage par excès, et pour le dernier point $N = 200$ (ou 200 mm) pour un comptage par défaut. Les autres valeurs signées de correction vont en diminuant de δ en δ jusqu'à $n=0$, comme la T° est codée sur 4 bits à l'entrée du port B du PIA, ce qui donne 16 valeurs à programmer. on prendra ainsi 8 valeurs au dessus de T°_{ref} et 7 valeurs en dessous, comme le montre le tableau suivant: $F_{ref} = 171KHZ$

| Code de M Binaire | N (pour 200mm) Compté à $F = F_{ref}$ | $T^{\circ}C$ | Etendue de la segmentation en | |
|-------------------|---------------------------------------|--------------|-------------------------------|-----|
| | | | DEC | HEX |
| 0000 | 193 | -4 à -1 | 28 | 1C |
| 0001 | 194 | -1 à 2 | 33 | 21 |
| 0010 | 195 | 2 à 5 | 40 | 28 |
| 0011 | 196 | 5 à 8 | 50 | 32 |
| 0100 | 197 | 8 à 11 | 66 | 42 |
| 0101 | 198 | 11 à 14 | 100 | 64 |
| 0110 | 199 | 14 à 17 | 200 | C8 |
| 0111 | 200 | 17 à 20 | 00 | 00 |
| 1000 | 201 | 20 à 23 | 200 | C8 |
| 1001 | 202 | 23 à 26 | 100 | 64 |
| 1010 | 203 | 26 à 29 | 66 | 42 |
| 1011 | 204 | 29 à 32 | 50 | 32 |
| 1100 | 205 | 32 à 35 | 40 | 28 |
| 1101 | 206 | 35 à 38 | 33 | 21 |
| 1110 | 207 | 38 à 41 | 28 | 1C |
| 1111 | 208 | 41 à 44 | 25 | 19 |

LA CORRECTION EN T° couvre donc la gamme de -4°c à 44°c ce qui est suffisant sur le plan pratique .

On remarque qu'il n'est pas nécessaire de mémoriser les 16 valeurs de la segmentation , qui sont symétriques autour de la référence .8 valeurs seront donc rangées dans la memoire à partir de l'adresse AF00 (en haut de l'EPR0M). le programme consiste, à partir du code M, à tirer la valeur signée maximale M de correction . cette valeur lui indiquera grace au registre d'index , la segmentation δ à utiliser. et en fonction de δ et de la distance mesurée(n) de la cible, il déduira la valeur de la correction convenable.

| |
|--|
| CHAPITRE V |
| PERFORMANCES OBTENUES ET AMELIORATIONS EVENTUELLES |

I- ANALYSE DU SYSTEME REALISE:

1-) Etablissement du schéma fonctionnel:

le trajet maximal choisi pour la focalisation est de 20 cm, ce qui limite la variation permise de la position de la cible à 20 cm également. La distance minimale de detection etant de 5 cm, une zone de securite de $x'=8\text{cm}$ est etablie entre la fin de course avant du systeme optique et le rapprochement maximal de la cible, fig (64). la distance objectif - objet est mesurée, d'une façon discrète, par l'intermediaire de la duree de son parcours par des trains d'impulsions ultra-sonores. un premier train est envoyé à l'instant $t=0$. il arrive sur l'objet à l'instant t_0 . la distance à l'instant t_0 est donc $d_0 = V.t_0$ où V est la vitesse des u-s dans l'air. les trains etant emis à une periode T , ce qui fait que la distance $d(t)$ n'est pas connue continuellement en fonction du temps. elle l'est pour les instants $t_0, T+t_1, 2T+t_2, \dots, iT+t_i$, mais fournie plus tard, à $2t_0, T+2t_1, 2T+2t_2, \dots, iT+2t_i$. la periode d'echantillonnage est fixée par programme à $T \approx 2,4$ ms et ceci quelque soit la position relative entre objectif et objet.

la distance $d(t)$ objectif - objet peut etre modifiee soit par le mouvement de l'objectif $x(t)$, soit par celle de l'objet $y(t)$. en prenant $T \approx 2,4\text{ms}$; la lentille, à vitesse maximale, n'aura parcouru que $37 \mu\text{m}$. c-à-d 13 fois moins que la precision de positionnement du systeme (0,5 mm). En supposant de meme pour $y(t)$, on peut traiter notre systeme comme un systeme echantiollonné pseudo-continu, à periode d'echantillonnage fixe. et on peut considerer que la mesure de distance effectue un echantiollonage qui permet de reconstituer la distance de façon continue dans le temps. fig (65-a).

Le schéma fonctionnel du systeme met en evidence les 3 blocs le constituant :

1 - Le systeme à microprocesseur fait office d'un regulateur non lineaire de type, 2 seuils + 2 saturations avec zone morte . ce type de regulateur est plus rapide qu'un regulateur lineaire et plus simple à programmer.

Le microprocesseur echantillonne la mesure à intervalles reguliers et compare la mesure t_i , retardée par le temps de propagation du retour, avec la consigne memorisée t_0 . si l'ecart , en valeur absolu est :

-inferieur à $1/f_m$, où f_m est la frequence de comptage ≈ 170 khz, l'erreur est considerée comme non detectable et la lentille ne sera pas déplacée.

-inferieur à $3/f_m$ mais superieur à $1/f_m$. le moteur pas à pas est actionné dans la zone start-stop à vitesse maximale. $f_1 = 1200$ pas/sec. et ceci dans le sens à reduire l'erreur jusqu'à une valeur $\leq 1/f_m$.

-superieur à $3/f_m$. le moteur est actionné dans la zone d'entrainement à la vitesse maximale de $f_2 = 2100$ pas/sec et ceci dans le sens à reduire l'erreur.

La commande, retardée encore par le temps de calcul du μP , t_c , est appliquée au 2eme systeme.

2 - Le systeme = actionneur + chaine cinematique, qui est representée par son gain statique k , et la caracteristique non lineaire de sortie $x(t)$ due à l'avance quantifiée du moteur pas à pas. la saturation de cette caracteristique est causée cependant par la limitation du parcours de focalisation.

3 - Le capteur de distance à ultrasons est quant à lui, modelisé par le facteur de conversion des distances en temps aller-retour. avec cependant, un retard dû au temps de propagation des ondes jusqu'à la cible.

APPLICATION NUMERIQUE :

- La frequence de comptage temporel = $f_m = 171$ khz.
- La consigne (correspondant à 200mm aller-retour) = $t_0 = 200/f_m = 1,17$ m.s.
- La mesure du temps (d'aller-retour) est quantifiée = $t_i = r_i/f_m$. avec $r_i =$ nbr entier.
- Le gain statique de l'entrainement = $k = 1,5/200$ mm/pas.
- Les frequences de commande du moteur = $f_1 = 1,2$ khz, $f_2 = 2,1$ khz.
- Temps de calcul moyen (pour 150 instructions à 4 cycles machines en moyenne) = $t_c \approx 500$ μ s.
- Resolution du systeme moteur-vis = 1 pas/mot d'où $7,5 \mu$ m de déplacement.
- Fin de course avant et arriere = $X_j = \pm 60$ mm.
- La periode d'echantillonnage, et tenant compte des aléas de la fig.(61), est fixée à $T = 2,34$ m.s (correspond à un temps d'aller-retour pour 400 mm).
- Le but de la focalisation est de maintenir la distance relative separant la lentille de la cible egale à = $Y_0 - X_0 = 200$ mm fig.(64). ceci pour maintenir la cible toujours à la distance focale de la lentille qui est justement de 200mm.

La régulation de position se faisant par rapport à des grandeurs relatives $x(t)$ et $y(t)$. On peut donc prendre la position de la lentille au début de chaque mesure comme référence ($x_0=0$). ainsi $Y_0=200\text{mm}$.

Les reliefs de la cible ou ses changement de position $Y(t)$ par rapport à Y_0 , sont considérés comme perturbations .la consigne étant fixée. le système présente donc une régulation de position et non un asservissement.

- SIMPLIFICATION DU SCHEMA FONCTIONNEL

1. Le déplacement quantifié dû au moteur pas à pas est négligeable, puisque le pas d'avance est négligeable devant la précision de positionnement $7,5 \mu\text{m} \ll 500 \mu\text{m}$. en plus, on ne considère que la zone utile située entre les 2 limites $\pm x_l$. ainsi, le moteur et sa chaîne cinématique sont approximés par la fonction de transfert d'un intégrateur pur du 1er ordre.

2. Nous avons montré que le système peut être considéré comme un système pseudo-continu. (la période d'échantillonnage étant très faible devant le temps de variation de $x(t)$ et $y(t)$). ainsi l'échantillonneur-bloqueur (la donnée échantillonnée est mémorisée dans un emplacement mémoire de la pile, ce qui constitue un bloqueur d'ordre 0) est modélisé par un retard pur de $\sqrt{2} \cdot [17]$.

3. Dans la programmation du système, nous avons utilisé des variables réduites (nombres) qui sont plus faciles à traiter.

$$\tau_0 = t_0 \cdot f_m = 200$$

$$\tau_i = t_i \cdot f_m$$

ainsi l'écart ne sera qu'un nombre sans dimension $\varepsilon = \tau_0 \cdot \tau_i$ et le coefficient de conversion des distances en temps devient:

$$\left(\frac{2}{\sqrt{2}}\right) \cdot f_m = \frac{2,171 \text{ KHZ}}{343 \cdot 10^3 \text{ mm/s}} = 1. (\text{mm})^{-1}$$

d'où le système simplifié en fig(65-b).

2-) Détermination du gain équivalent du système – régulateur non linéaire:

En considérant une entrée harmonique appliquée au régulateur: $\varepsilon(t) = E_M \sin \omega t$, la sortie $f_c(t)$, fig(66), à symétrie impaire, est décomposable en série de fourrier: $f_c(t) = f_0 + f_1(t) + f_2(t) + \dots$ avec:

$f_0 = 0$: valeur moyenne nulle.

$f_1(t) = F_{1M} \text{ SIN}(\omega t + \varphi) = 1^{\text{er}} \text{ harmonique}$.

$f_2(t) + \dots$ autres termes = harmoniques supérieures...

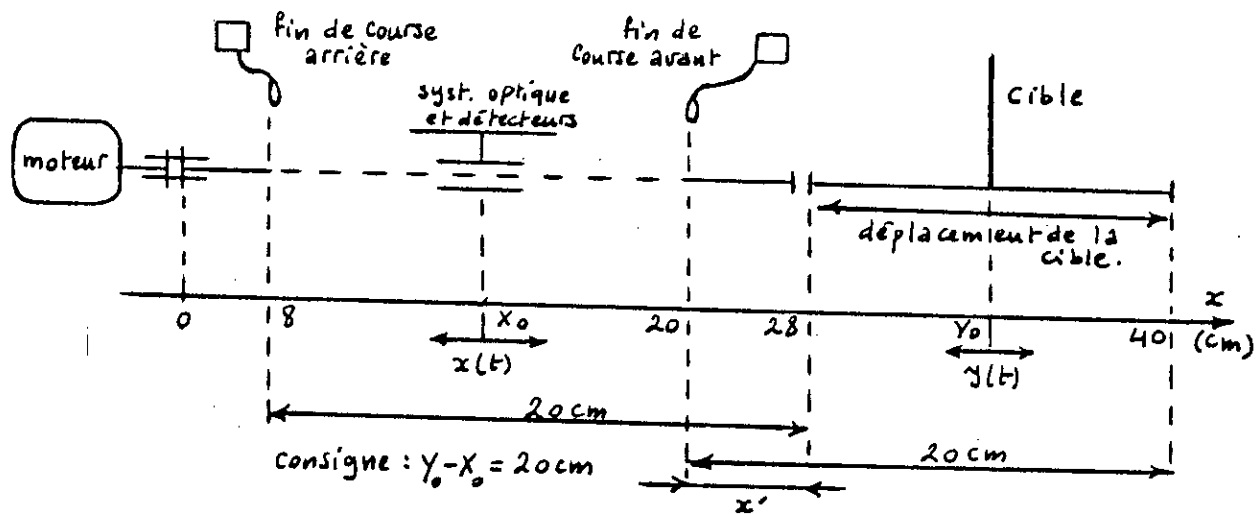


figure 64 course utile de la lentille de focalisation

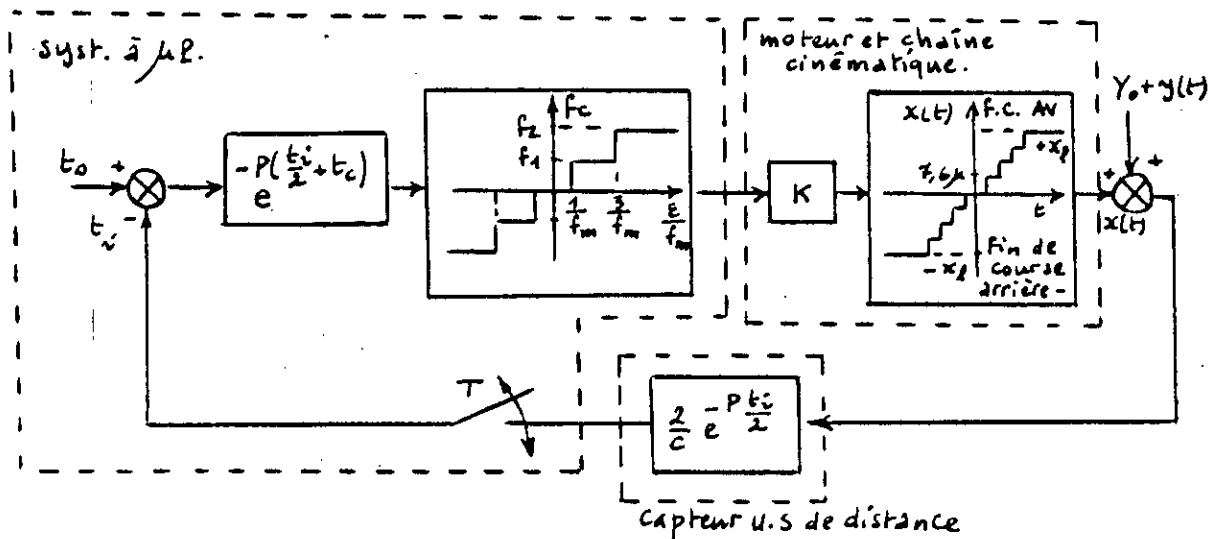


figure 65a SCHEMA FONCTIONNEL du SYSTEME AUTOFOCALISATEUR

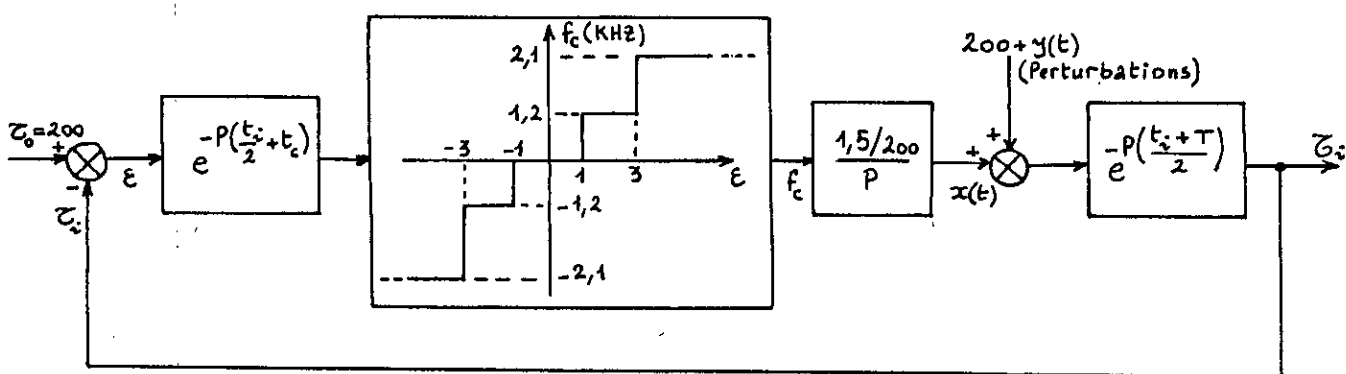


figure 65b SCHEMA FONCTIONNEL SIMPLIFIÉ

La partie du système constituée par le moteur et la chaîne cinématique, approximée par un intégrateur, constitue un filtre passe-bas de transmittance $L(j\omega) = K/j\omega = (1,5/2000) / j\omega$.

La fréquence correspondante au gain unité $|L(j\omega_0)| = 1$ (0 db) est $\omega_0 = K = 7,5 \cdot 10^{-3}$ rd/s d'où $f_0 = \omega_0 / 2\pi \approx 10^{-9}$ Hz.

Compte tenu de la pente -6 db/oct du filtre, la fréquence de coupure à -12 db est donc: $f_c = 4f_0 = 0,004$ Hz.

Cette très faible bande passante rend l'intégrateur un bon filtre passe-bas pour les harmoniques supérieures (les retards du système n'influent pas sur l'amplitude des harmoniques).

La méthode du 1er harmonique approxime la fonction de sortie $f_c(t)$ par son 1er harmonique (qui est légitime d'après ce qu'on vient de voir).

Le gain équivalent du régulateur devient: $H = \bar{f}_1 / \bar{\varepsilon}_1$ avec:

$|H| = F_{1M} / E_M$ rapport d'amplitude.

$\arg(H) = \varphi$.

Dans notre cas $f_c(t)$ et $e(t)$ sont en phase d'où $\varphi = 0$; le gain équivalent est donc réel et positif.

$$F_{1M} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_c(t) \sin \omega t dt = \frac{4}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} f_1 \sin \omega t dt + \int_{t_2}^{T/2 - t_2} f_2 \sin \omega t dt \right] \dots (V.1)$$

$$F_{1M} = \frac{4}{\pi} \left[f_1 \cos \omega t_1 + (f_2 - f_1) \cos \omega t_2 \right] \dots (V.2)$$

comme: $\Delta_1/2 = E_M \sin \omega t_1$ et $\Delta_2/2 = E_M \sin \omega t_2$, (V.3)

Le gain équivalent s'écrit donc:

$$H = \frac{4}{\pi E_M} \left[f_1 \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_1}{2 E_M} \right)^2} + (f_2 - f_1) \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_2}{2 E_M} \right)^2} \right] \dots (V.4)$$

En tenant compte des valeurs numériques, on peut représenter H en fonction de E_M , fig(87b).

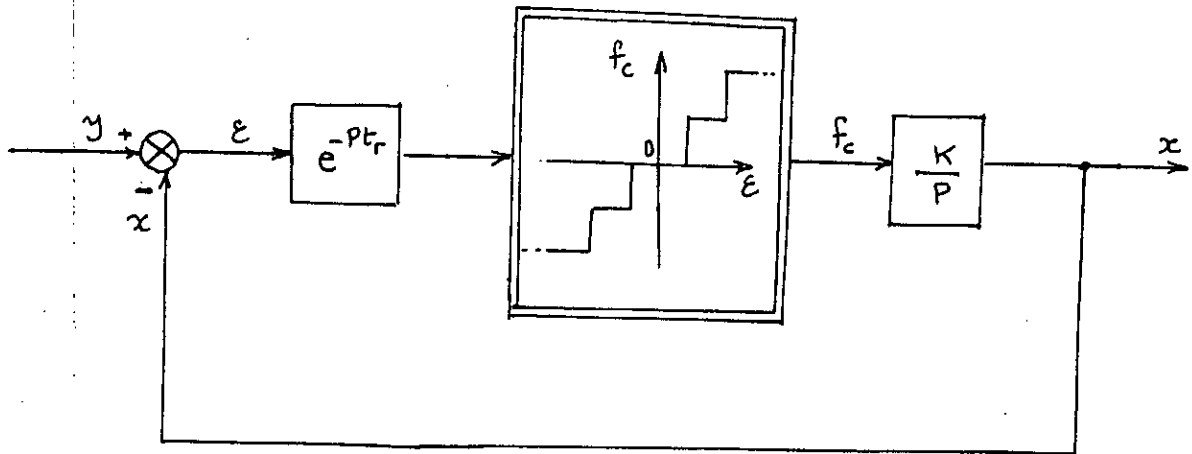
On remarque que:

si $E_M \leq \Delta_1/2 \longrightarrow f_c = 0, H = 0$.

si $E_M \gg \Delta_2/2 \longrightarrow H \approx 4 \cdot f_2 / \pi E_M$.

3-) ETUDE DE LA STABILITE :

L'étude de la stabilité repose sur l'équation caractéristique du système, qui est commune aux transmittances par rapport à une entrée principale ou une entrée de perturbation; dans notre cas la consigne étant fixe, l'étude de stabilité se fera par rapport à l'entrée de perturbation et la fig (85-b) deviendra:



fig(65-c) schéma fonctionnel pour l'entrée de perturbation où $t_r = t_i + t_c + T/2 \dots \dots (V.5)$.

Dans ce schéma-bloc on constate qu'il y a 2 informations (ϵ, f_c) et une action du système (K/P); ainsi si l'écart est connu à l'instant 0, il ne sera transmis au régulateur qu'après un retard t_r ; après ce temps on obtient l'information f_c et simultanément l'action d'intégration du système commence (démarrage du moteur).

Comme le système n'entreprend aucune action (K/P) qu'après un temps t_r , on peut supposer que l'information f_c soit connue en même temps que l'écart ϵ , mais le système ne l'exécutera qu'après le temps de retard t_r , ainsi on ne change rien aux réactions du système. En définitif, le schéma fonctionnel de la fig(65-c) peut être assimilé à 2 blocs, l'un linéaire $LC(j\omega)$ et l'autre non linéaire H , fig(67-a).

L'équation caractéristique du système est donc : $1 + H(EM) \cdot LC(j\omega) = 0 \dots (V.6)$.

Si cette équation est vérifiée, des oscillations limites ont lieu, qui, si elles sont stables, induisent l'instabilité du système.

$LC(j\omega) = -1 / H(EM)$ est une condition nécessaire mais non suffisante d'instabilité [19] et [20], avec : $LC(j\omega) = (1,5/200) \cdot \frac{e^{-j\omega \cdot t_r}}{j\omega} \dots (V.7)$.

où : $t_r = t_c + t_i + T/2$ est le temps de retard global.

En considérant le retard le plus grand (correspondant à la détection de la cible la plus lointaine 400 mm $\implies t_{i\max} = 2,34$ ms), il vient : $t_{r\max} = 0,5 + 2,34 + 1,17 = 4$ ms.

On tient compte d'autres retards négligés en majorant à 125 % ; le retard maximal devient $t_{r\max} = 5$ ms.

La fig(68) représente le lieu de $-1/H(EM)$, en tenant compte de la fig(67-b), et les lieux de $LC(j\omega)$, sans et avec retard, dans le plan complexe. L'application du critère de Loeb [19], [20] montre qu'en cas

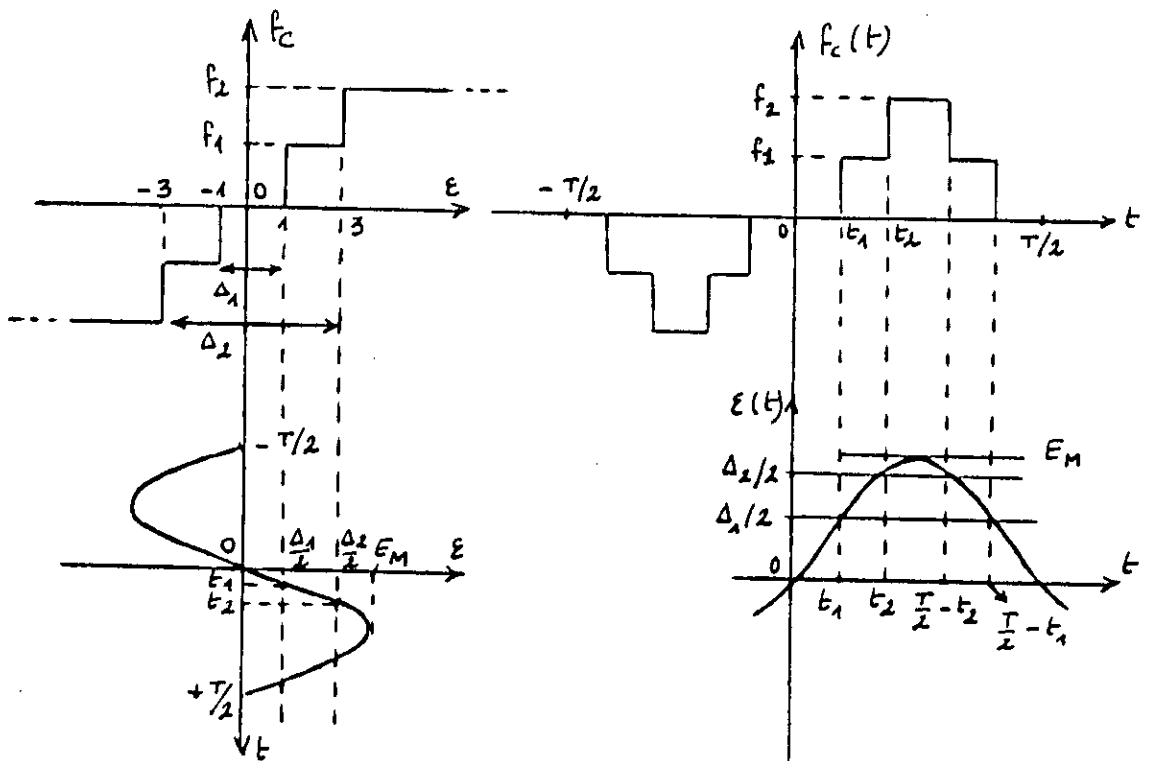


figure 66
réponse harmonique du régulateur

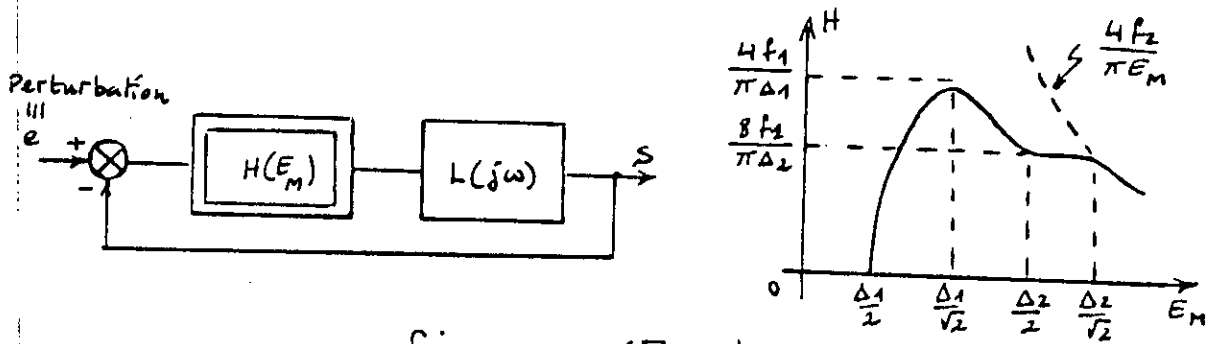


figure 67a-b
séparation des parties L et NL et représentation de \$H(E_M)\$

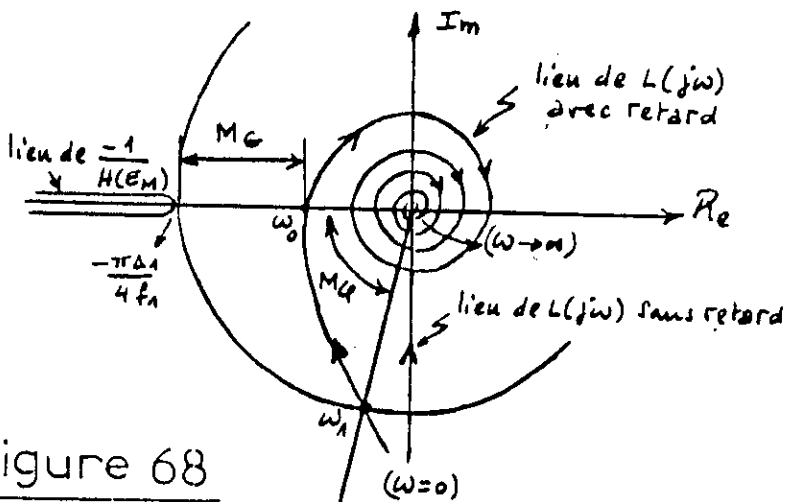


figure 68
Lieux de Nyquist des parties L et NL

où on néglige le retard t_r , le système est inconditionnellement stable. En tenant compte du retard, $L(j\omega)$ est une spirale en décroissance vers l'origine du plan complexe.

En considérant le cas le plus défavorable (le point $-\pi \Delta_1 / 4 f_1$), le système présente alors une marge minimale de stabilité que nous calculerons : la marge de gain minimal est le rapport entre le point du lieu $-1/H(E\omega)$ le plus près de l'origine et le point d'intersection du lieu $L(j\omega)$ avec l'axe réel c-à-d $L(j\omega_0)$ d'où : $M_g = \left| \frac{\pi \Delta_1 / 4 f_1}{L(j\omega_0)} \right| \dots (\text{X8})$ avec $\pi \Delta_1 / 4 f_1 = 1,3 \text{ sec/Kpas}$.

La phase apportée par l'intégrateur étant toujours de $-\pi / 2$, on déterminera la pulsation critique ω_0 pour laquelle la phase du retard sera $-\pi / 2$, d'où : $-\omega_0 \cdot t_{r\max} = -\pi / 2 \implies \omega_0 \approx 300 \text{ rd/s}$ d'où :

$|L(j\omega_0)| = 1,5 / (200 \cdot 300) = 25 \cdot 10^{-8} \text{ sec/Kpas}$. La marge minimale de gain est donc de 34 db.

La marge minimale de phase correspond, quant à elle, à la phase du point d'intersection de $L(j\omega)$ avec un cercle de rayon $\pi \Delta_1 / 4 f_1$ centrée à l'origine, c-à-d $M_\varphi = \pi + \text{Arg} [L(j\omega_0)] \dots (\text{V. 9})$

comme : $|L(j\omega_0)| = 1,3 \cdot 10^{-9} = 1,5 / (200 \cdot \omega_0) \implies \omega_0 = 5,77 \text{ rd/s}$.

d'où : $\omega_0 \cdot t_{r\max} = 5,77 \cdot 5 = 29 \text{ mrd} \approx 1,7^\circ$.

La marge minimale de phase est donc $M_\varphi = 180 - 90 - 1,7 = 88^\circ$.

Notre système est donc très stable même dans le cas le plus défavorable, avec un retard, maximal et majoré, pris en compte.

II- PERFORMANCES OBTENUES :

1°) Précision de positionnement de la lentille de focalisation:

a) précision statique:

La chaîne cinématique utilisée permet un positionnement à $7,5 \mu\text{m}$ près, mais la précision statique se trouve plutôt limitée par le régulateur non linéaire qui présente une zone morte Δ_1 . cette zone est fonction de la fréquence de comptage temporel qui est dans notre cas:

$f_m = 171 \text{ KHz}$. La précision de positionnement maximale est poussée par programme jusqu'à $\pm 0,5 \text{ mm}$.

b) Précision dynamique:

Le déplacement en entier suit un profil de vitesse optimisé, offert par la carte de commande du moteur pas à pas. La fonction de transfert du système, en 1ère approximation, a été trouvée du 1er ordre, ce qui montre que le régime transitoire global du déplacement se fait sans dépassements. Le régime transitoire local est aussi amélioré par la

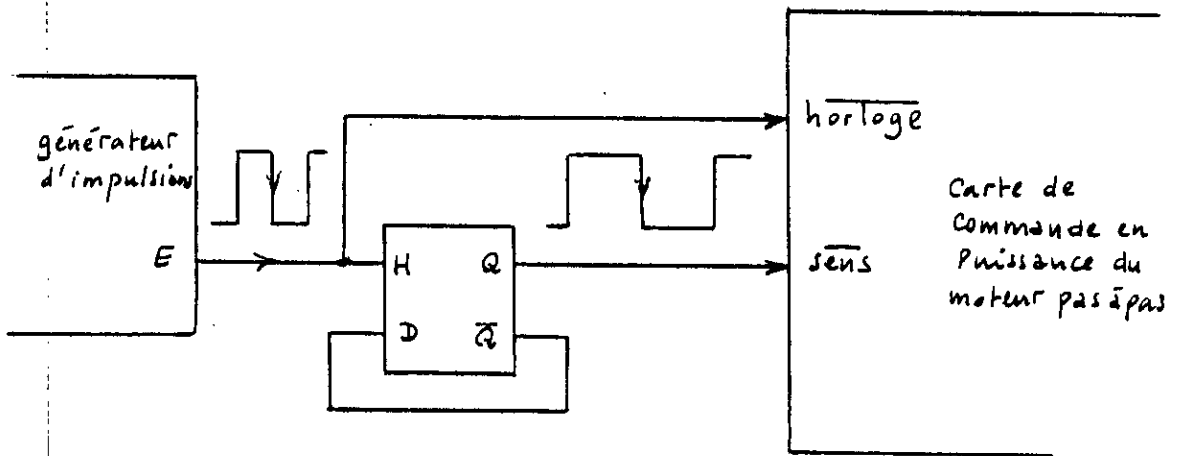


figure 69

mesure de la fréquence de démarrage maximale

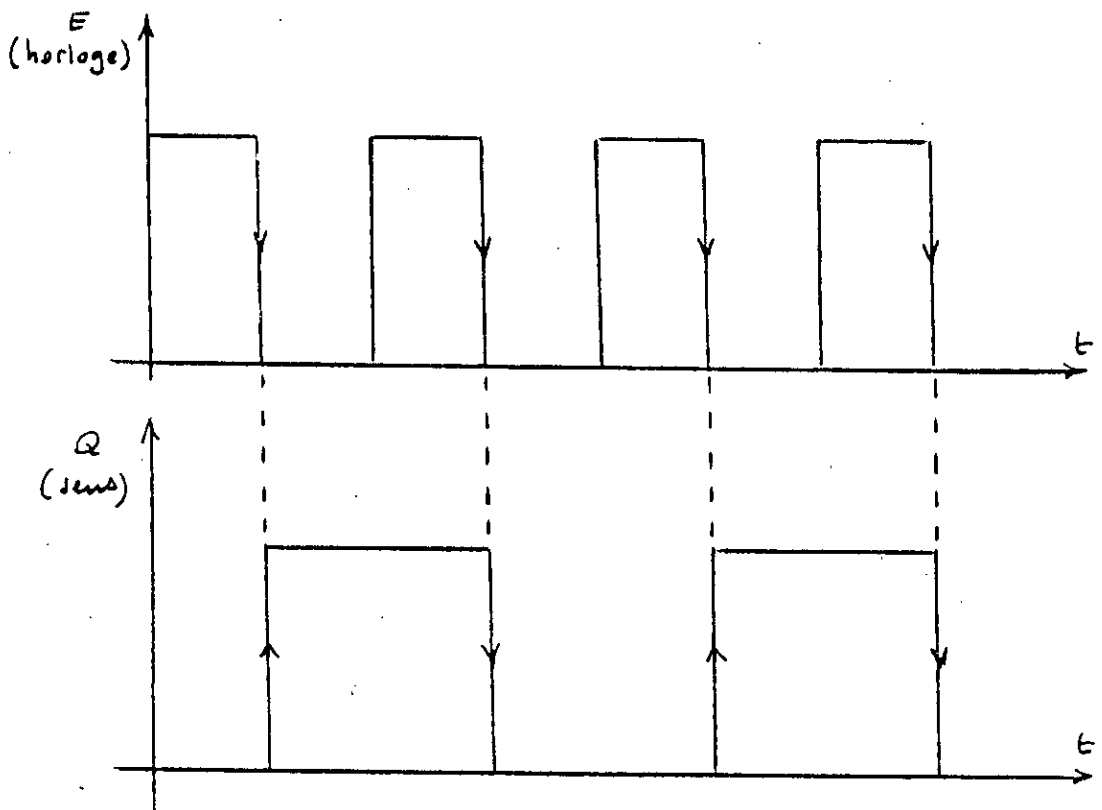


figure 70

oscillogrammes des signaux de commande

présence des capacités de compensation qui amortissent les oscillations propres à chaque pas, très gênantes en avance rapide.

2°) vitesse et temps de réponse:

La fréquence de démarrage maximale ainsi que la fréquence d'entraînement maximale en charge, ont été relevées expérimentalement. pour la 2eme fréquence, il suffit d'agir lentement sur le potentiometre de commande (en mode manuel) jusqu'à décrochage, on note: $f_2=2,4$ KHZ. tandis que pour la fréquence de démarrage, on ne peut agir de pareil faute de quoi, on introduirait une erreur de mesure par excès, parceque le fait d'agir sur le potentiometre de commande fait passer le moteur dans la zone d'entraînement.

Nous etions donc amenés à imaginer et mettre au point un dispositif experimental nous permettant de mesurer la fréquence de démarrage maximale en charge, sans perte de pas. la methode repose sur la remarque suivante, le moteur tournant dans la zone d'entraînement ne peut ni s'arreter ni changer de sens brusquement, sans perte de pas.

Nous avons utilisé pour cela, un generateur d'impulsions à fréquence variable, et une bascule D (fig (69)).

Le générateur d'impulsions attaque en meme temps l'entrée horloge de la carte de puissance et celle d'une bascule D configurée en diviseur de fréquence par 2. La sortie Q de la bascule attaque à son tour la commande du sens, de telle façon à faire changer le sens du moteur à chaque front descendant du signal d'excitation E (fig 70).

La fréquence de démarrage maximale en charge ainsi déterminée est de :

$f_1=1,5$ KHZ. Les fréquences mesurées sont proches de celles calculées théoriquement auparavant. le temps de réponse en vitesse du système est approximativement égal au temps d'accélération nécessaire pour arriver à la fréquence de 2,4 KHZ: $T_{acc} = 2,4 \times 60 / 5 = 28,8$ ms accomplie par la carte de commande. le temps maximal de propagation des U-S pour un aller-retour de 400 mm est de 2,4 ms. Le temps de calcul moyen étant de 0,5 ms, d'où le temps de réponse global ≈ 30 ms.

3-) Temps de focalisation maximal:

Le parcours utile (12Cm) de la focalisation réclame un temps de déplacement de 5,7sec à la fréquence d'entraînement maximale, comme on la déjà démontré (au paragraphe calcul d'une commande rapide).

4) Consommation:

Elle est de l'ordre de 1A sous 24V continue, la puissance apparente absorbée est donc de 24 VA.

5-)Protection:

- Par fusible de 1,2 A, installé dans l'alimentation générale.
- Par optocoupleurs, situés entre la carte à μP (faible puissance) et la carte de commande en puissance du moteur (forte puissance), assurant ainsi l'isolation entre elles.

III-AMELIORATIONS ET CORRECTIONS EVENTUELLES:

Les performances obtenues en pratique n'avaient pas été imposées par un cahier de charge précis, la réalisation se voulant être générale et non liée à une application précise. Elle nécessitera peut être de légères modifications pour s'adapter à une application particulière. Nous allons examiner comment on peut améliorer les performances de ce système d'autofocalisation.

1-Augmentation de la précision de positionnement (ou de focalisation):

L'utilisation des ultras-sons comme moyen de mesure de distance apporte en soi, comme on l'a déjà vu, une erreur systématique $\pm 0.3\text{mm}$. D'autre part, la zone morte Δ_1 du régulateur doit être minimisée le plus possible, pour cela, la version 68 B 02 du microprocesseur, qui peut être piloté par un quartz de 8MHZ, autorise une période minimale de temporisation de $3 \mu\text{S}$ et permet ainsi d'atteindre la limite $\pm 0.3\text{mm}$ comme erreur de positionnement. Cette limite peut, par ailleurs, être repoussée par élévation de la fréquence des ultra-sons, mais malheureusement la portée sera d'autant plus réduite, à cause de l'absorption de l'air (qui augmente avec la fréquence des U.S).

2-Augmentation de la rapidité du système:

Une 1ere idée, consiste, à utiliser un réducteur dans le sens d'augmentation de la vitesse de rotation de la vis, fig.(71), pour cela, si on prend un rapport de réduction entre rayons des poulies moteur et poulie-vis, égal à 2 : $r_1 = 2r_2 \implies \omega_2 = 2\omega_1$, la vitesse de rotation de la vis sera double de celle du moteur. Mais en revanche, le couple résistant ramenée à l'arbre moteur aura également doublé. Et d'après la caractéristique couple-vitesse, la vitesse de rotation n'aura pratiquement pas changé. Si on raisonne sur le schéma fonctionnel du système, fig(65-b), la correction peut être soit appliquée sur la partie linéaire du système, soit sur sa partie non linéaire. La partie linéaire ne peut être compensée de ses retards et il ne reste qu'à augmenter le gain statique $K = 1,5/200$ qui présente la pente

d'intégration dans le domaine temporel (l'action proportionnelle augmente la rapidité d'un système du 1er ordre) il faut donc-soit augmenter le pas de la vis, mais un problème similaire au réducteur se pose: Les vis d'entraînement commercialisées étant normalisées, le rapport pas /diamètre est toujours respectée. En d'autre termes, l'augmentation du pas entraîne celle de l'inertie de la vis et les vitesses de démarrage et d'entraînement sont d'autant réduites. -Soit diminuer le nombre de pas; dans notre cas, passer du mode 1/2 pas au mode pas complet, ce qui diminue le couple moteur et fait basculer le moteur dans une zone adjacente de la caractéristique couple-vitesse de travail, d'où décrochage.

La meilleure solution consiste à augmenter le niveau des 2 saturations de la caractéristique non-linéaire du régulateur, c'est à dire augmenter la fréquence de start-stop f_1 et la fréquence d'entraînement f_2 . Ce qui peut se faire en choisissant un autre moteur pas à pas, plus puissant, par exemple le type P532-258-0,7 qui ne diffère du P532-258-0,12 que par les paramètres de ses bobines:

résistance = $0,7\Omega$

$\Rightarrow I=5A$ nominal,

inductance = $1,4$ mH.

Sa caractéristique couple-vitesse, donnée par le constructeur, pour une configuration à bobines parallèle et une alimentation à 34 V hacheur commandé en mode demi-pas, autorise pour le même couple résistant ($40mNm$) une fréquence de commande maximale de 15000 pas/sec. à peu près 7 fois plus rapide que celui utilisé dans notre système.

L'utilisation d'un profil de vitesse avec régime exponentiel, permet la réduction du temps de réponse du système, et le temps de déplacement maximal de la lentille de focalisation sera d'une sec pour un parcours util de 12cm. La seule précaution à prendre, est de faire changer la carte de commande en puissance LD2, qui n'autorise qu'un courant nominal de 0,8 A/phase, contre une autre plus puissante.

3. Augmentation de la directivité de rayonnement des u-s: [2]

Les transducteurs piezo-électriques utilisés ont un faisceau ultrasonore assez large ($\approx 20^\circ$), ce qui ne permet pas d'assurer la mise au point sur un champ réduit, mais diminue cependant la sensibilité envers l'orientation de la cible. Pour augmenter la directivité du rayonnement tout en accentuant cette sensibilité, deux méthodes existent (une troisième basée sur l'élévation de la fréquence a pour inconvénient, la réduction de la portée comme on l'a déjà vu).

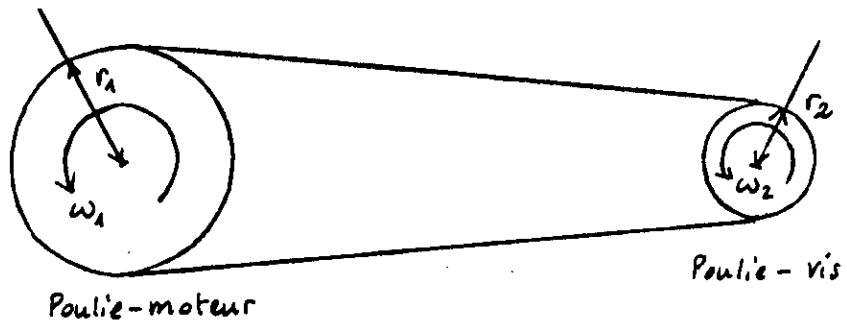


figure 71

transmission par poulies

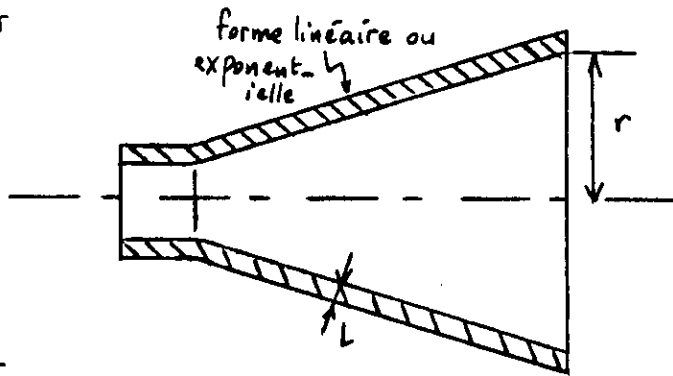


figure 72

réducteur de faisceau u.s

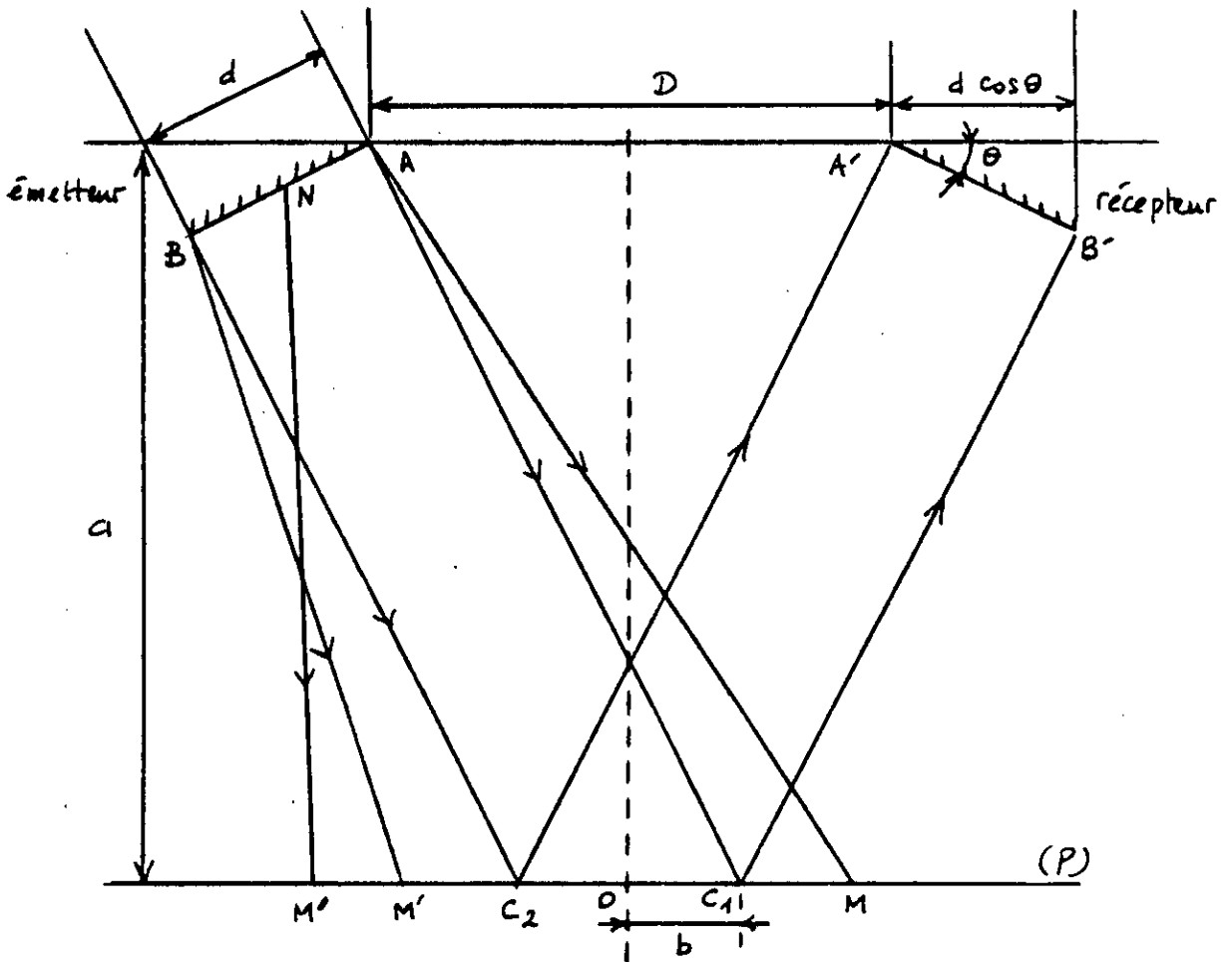


figure 73

réduction des u.s par orientation des transducteurs.

a-Par réducteurs de faisceaux u.s:

Des réducteurs en forme exponentielle, fig(72), sont préférés pour que les réflexions s'effectuent dans la direction de propagation.

-Il faut prendre $r \gg \lambda$, car l'angle du faisceau principal est $\alpha = \text{arc sin } 0,61 \cdot \lambda/r$, pour augmenter la directivité, $r = 10 \lambda$, semble être un bon choix.

-L'épaisseur est choisie égale à $l = \lambda$ pour diminuer la réflexion.

Pour minimiser la réflexion, on utilise pour le réducteur un matériau d'impédance acoustique faible comme le polyéthylène. Les réducteurs sont efficaces pour la réduction du faisceau u-s et pour l'augmentation de sa puissance dans la direction de propagation, malheureusement ils sont encombrants.

b-Par orientation adéquate des transducteurs.

En fig[73], et pour une configuration donnée (positions des transducteurs, leurs orientations, leurs dimensions) et pour un plan cible donné, seuls les rayons inclus dans la zone AC_1BC_2 peuvent être réfléchis. Ainsi, les rayons AM, BM', NM'' ne peuvent être captés par le récepteur après leurs réflexion sur le plan cible. C_1 est défini comme le point situé sur (P),

tel qu'un rayon issu de A arrive en C_1 puis est réfléchi et arrive en B'. On définit de façon analogue le point C_2 (rayon incident $BC_2 \rightarrow$ rayon réfléchi C_2A'). DJEFEL [2] démontre que :

$$b = \frac{(D + d \cos \theta)a}{2a - d \sin \theta} - \frac{D}{2} \dots \dots \dots (\text{V.10})$$

La fonction $b(a)$ est décroissante en a (D, d, θ , restent constants, $\theta \in [0, \pi/2]$).

Le diamètre du champ lumineux (du Laser CO_2) est de 8mm, l'idéal serait un diamètre de champ acoustique ne dépassant pas 8 mm et d'être le plus faible possible.

Dans notre cas, la configuration adoptée est :

$d =$ diamètre réel des transducteurs = 13mm.

$D =$ distance séparant les deux transducteurs = 32mm.

$a =$ variable dans une plage de 120mm.

On remarque qu'en choisissant $\theta = 0^\circ$, b sera indépendante de a et ne sera en fonction que du diamètre des transducteurs utilisés:

$$b = d/2 = 6,5\text{mm}$$

Si un champ $b < 6,5\text{mm}$ est souhaité, il faudra déterminer l'orientation optimale θ_{opt} des transducteurs à l'aide de la relation donnée plus haut.

CONCLUSION GENERALE:

Plusieurs méthodes de focalisation, réparties en deux catégories regroupant chacune plusieurs classes, ont été discutées et comparées, en nous basant sur des résultats pratiques trouvés dans la littérature technique. Plusieurs d'entre elles ont été éliminées du fait de la particularité de notre application (focalisation du rayon laser CO_2 sur une cible), ce qui a facilité notre tâche. Le mode de détection par ultra-sons de la position instantanée de la cible, a été retenue à cause de sa simplicité et de son autonomie par rapport au système optique.

Ce détecteur ultrasonique, analysé théoriquement puis testé pratiquement, révéla quelques insuffisances liées à son mode de fonctionnement, cela nous a incité à prendre des précautions, et de prévoir lors du traitement des signaux, certains circuits et algorithmes aidant à supprimer quelques uns de ces inconvénients et à réduire l'effet des autres.

La motorisation du système optique a été confiée à un moteur pas à pas facilement contrôlable par micro-processeur.

La précision de positionnement obtenue est de $0,5\text{mm}$, tandis que l'analyse, du système réalisé, a montré sa grande stabilité.

Les performances obtenues sont celles d'une réalisation se voulant économique et à caractère démonstratif; elles peuvent, néanmoins, être améliorées en vue d'application spécifique.

Les corrections éventuelles ont été abordées d'une façon assez détaillée; à l'exception du compromis entre la nécessité de faisceau acoustique réduit, c'est à dire grande directivité, et celle d'une faible sensibilité à l'orientation de la cible.

Cette sensibilité, par ailleurs, constitue le principal défaut du système; et fait que la méthode de focalisation à ultra-sons ne peut convenir aux applications de la micro-chirurgie citée en exemple dans l'introduction, mais convient à tout autre application où la cible mouvante est plane ou à orientation fixe. Ce même défaut, qui est la sensibilité à l'orientation de la cible, est mis à profit dans les méthodes utilisant les ultra-sons, dans la détection des défauts de construction, ou d'usinage comme les mauvaises transitions entre matériaux soudés ou assemblés[18].

Dans notre cas, il reste pour le futur, à expérimenter les méthodes dites passives, comme les techniques basées sur la réflexion du rayonnement laser sur la cible, ou les techniques basées sur le contraste, en imaginant pour ces dernières un détecteur fixe recevant l'image du point d'impact laser-cible à travers une lentille solidaire avec le système optique principal.

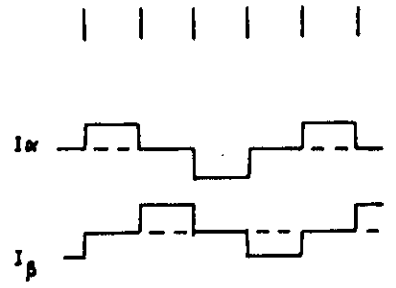
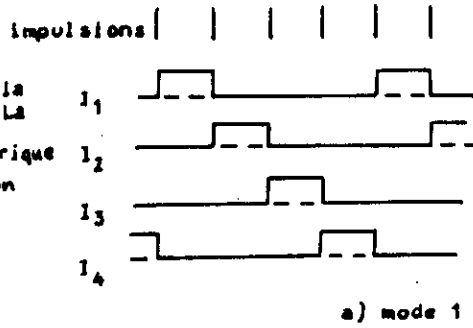
Par la suite, il faudra dégager une méthode définitive qui répond aux exigences de la plupart des applications faisant appel à la focalisation automatique du laser CO₂.

A N N E X E S

Séquences d'excitation des phases ou modes d'alimentation du M.P.P

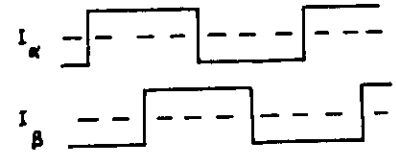
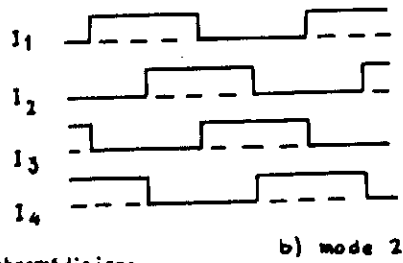
Mode 1 :

Une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal I_n . La Figure 4 montre la forme théorique des courants pour une alimentation unipolaire ou bipolaire.



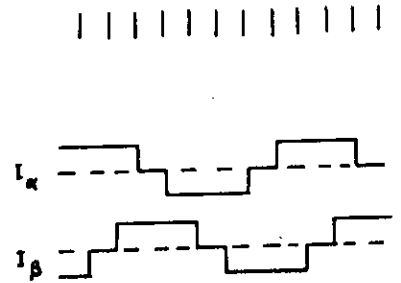
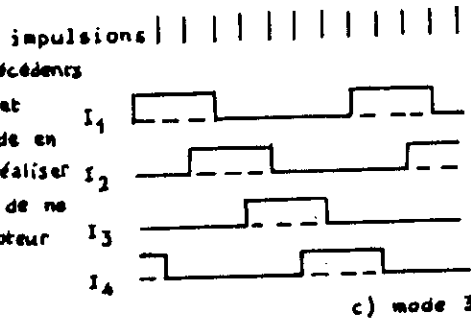
Mode 2 :

Deux phases de la machine sont alimentées simultanément par des courants I_n (Fig. b). Le couple moteur résultant est environ $\sqrt{2}$ fois plus élevé que pour le mode 1, et le nombre de positions d'équilibre stables obtenues est le même, mais elles correspondent à des positions intermédiaires.



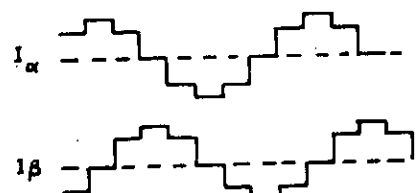
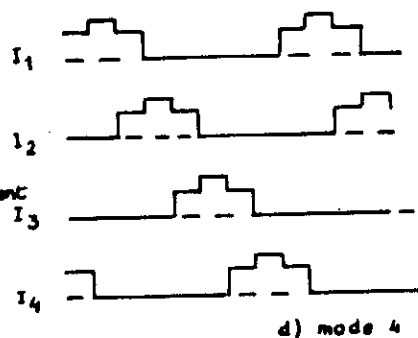
Mode 3 :

La combinaison des deux modes précédents permet un fonctionnement en pas et demi-pas. (Fig. c). Cette commande en double précision est simple à réaliser mais a toutefois l'inconvénient de ne pas présenter le même couple moteur pour tous les pas.



Mode 4 :

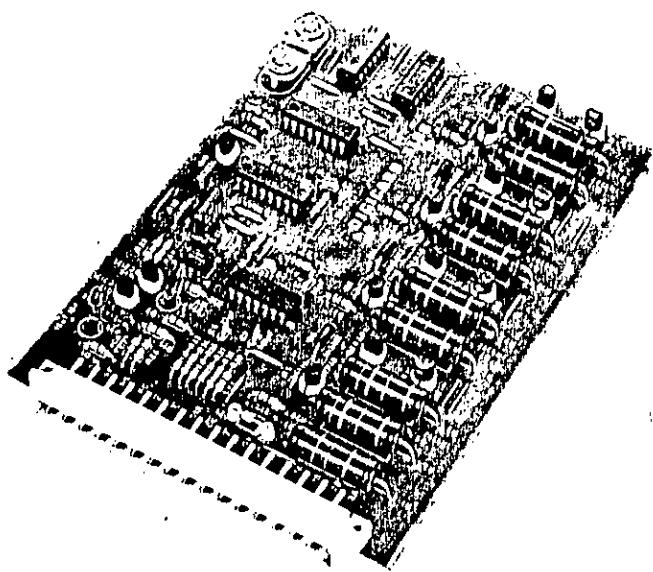
Pour un fonctionnement régulier en pas et demi-pas, lorsque un seul courant existe dans la machine celui-ci est fixé à la valeur de $I_n\sqrt{2}$. Ainsi on a les performances de couple du mode 2 avec une précision de positionnement double.





Carte de commande LD2 pour moteurs pas à pas

Consulter le catalogue escap® pour le choix du moteur



La carte de commande LD2 constitue une unité de commande bipolaire pour moteurs pas à pas 6 et 8 fils (0,8 A/phase). Cette carte enfichable comprend 1 étage de puissance constitué par 2 ponts complets à transistors, 1 étage convertisseur permettant le choix du mode de fonctionnement (simple pas en mode 2, ou demi-pas en mode 1-2), et un oscillateur à rampe. Le choix du mode de commutation et de l'alimentation permet à un prix très compétitif, de nombreuses possibilités d'applications en basses et moyennes puissances.

Caractéristiques électriques

Choix du mode de commutation :

Par simple strap, il est possible de faire travailler le moteur en simple pas (cavalier 2 connecté sur la carte) ou en demi-pas (cavalier 2 déconnecté).

— Signaux d'entrée et sortie :

La logique utilisée est du type CMOS alimentée en + 12 V.

Entrées : circuit ouvert : 14 V max. — circuit fermé : 3 mA max.

Conventions logiques :

— Entrée : \rightarrow ; sortie : \leftarrow

— Fonction : la fonction est réalisée lorsque le signal est au niveau bas.

— Fonction : la fonction est réalisée lorsque le signal est au niveau haut.

— Le chiffre précédant chaque fonction correspond au numéro de la broche du connecteur.

10 Alimentation de la carte.

12 Alimentation du moteur : 24 Vcc ou 36 Vcc \pm 10 %. L'alimentation de la carte est commune à celle du moteur et nécessite éventuellement l'utilisation d'un réseau de résistances.

14 0V.

16 \rightarrow Excitation : (Circuit sortie 1A)

Un ordre de niveau 0 sur cette entrée assure l'alimentation du moteur (cette entrée est toujours au niveau bas par le cavalier 1 connecté sur la carte LD2)

18 \rightleftharpoons Horloge : (Circuit sortie 2)

Ce signal est une entrée dans le cas de fonctionnement avec oscillateur externe ; il devient une sortie dans le cas de fonctionnement avec l'oscillateur interne, permettant de réaliser une interface avec un organe de contrôle (compteur) (impulsions : 5 à 30 μ s).

20 \rightarrow Sens de rotation : (Circuit sortie 1B)

Un ordre de niveau 1 sur cette entrée provoque l'inversion du sens de rotation. Si le sens de rotation est inversé il suffit d'inverser les connexions d'une phase (1A et 1B par exemple).

22 \rightarrow Avance lente et 24 \rightarrow Avance rapide (Circuit sortie 3) (Circuit sortie 4)

Une commande de niveau 0 sur ces entrées permet

d'appeler l'avance lente ou l'avance rapide, pré-réglées respectivement par les potentiomètres VR2 et VR1 sur la carte LD2

La carte standard permet les gammes de vitesse suivantes

avance lente : 40 à 1200 pas/seconde

avance rapide : 400 à 5000 pas/seconde

En vitesse rapide, la rampe d'accélération et de décélération est ajustable par le condensateur C2 sur la carte LD2

Pour la carte standard :

- temps d'accélération : 60 ms

- temps de décélération : 30 ms.

26-28 Réglage avance lente.

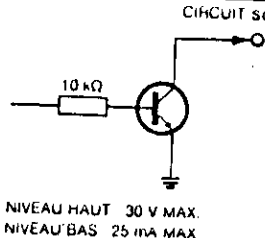
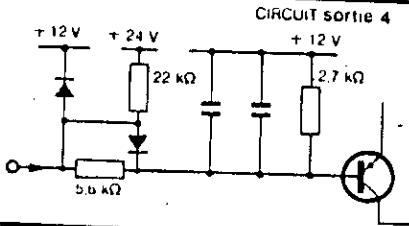
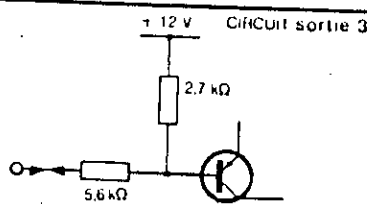
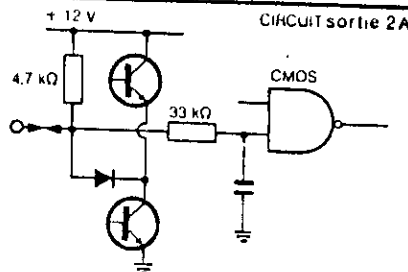
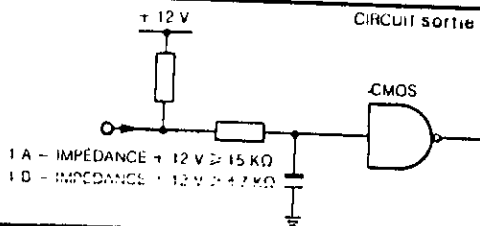
26-30 Réglage avance rapide.

Deux potentiomètres connectés

entre les broches 26 et 28, et 26 et 30 permettent un réglage à distance des avances lente et rapide.

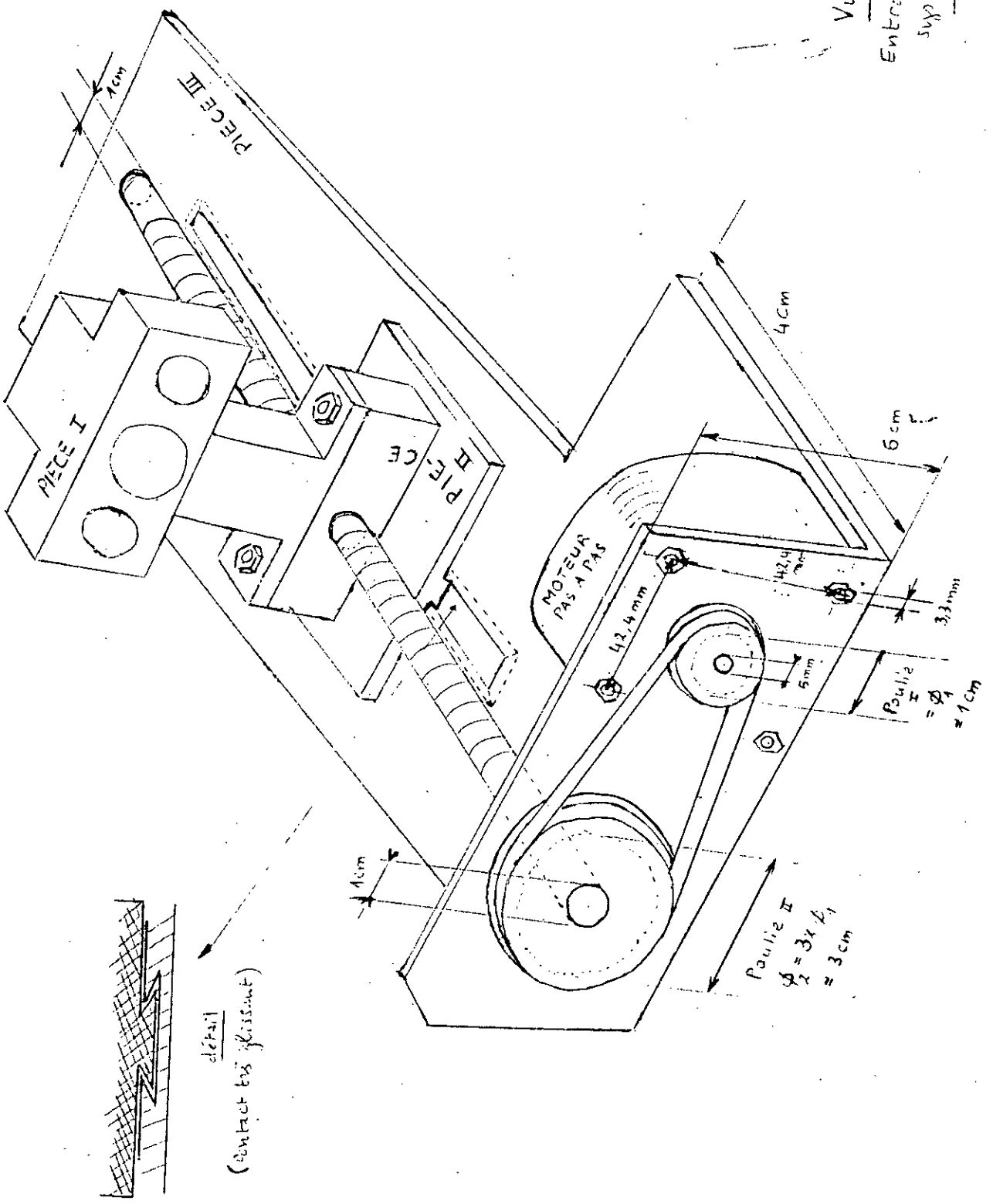
32 \leftarrow Phase zéro : (Circuit sortie 5)

Ce signal de sortie est bas durant le premier des états logiques de la séquence de commutation. C'est l'état naturel du convertisseur et du moteur à la mise sous tension. L'état logique phase zéro est présent 1 pas sur 4 en mode simple pas et 1 pas sur 8 en mode demi-pas. (Pour un moteur 200 pas, ce signal apparaît 50 fois par tour)



NIVEAU HAUT 30 V MAX.
NIVEAU BAS 25 mA MAX.

Vue d'ensemble
 Entraînement d'un
 système optique



détail
 (contact bis glissant)

Poulie II
 $\phi_2 = 3 \times \phi_1$
 $= 3 \text{ cm}$

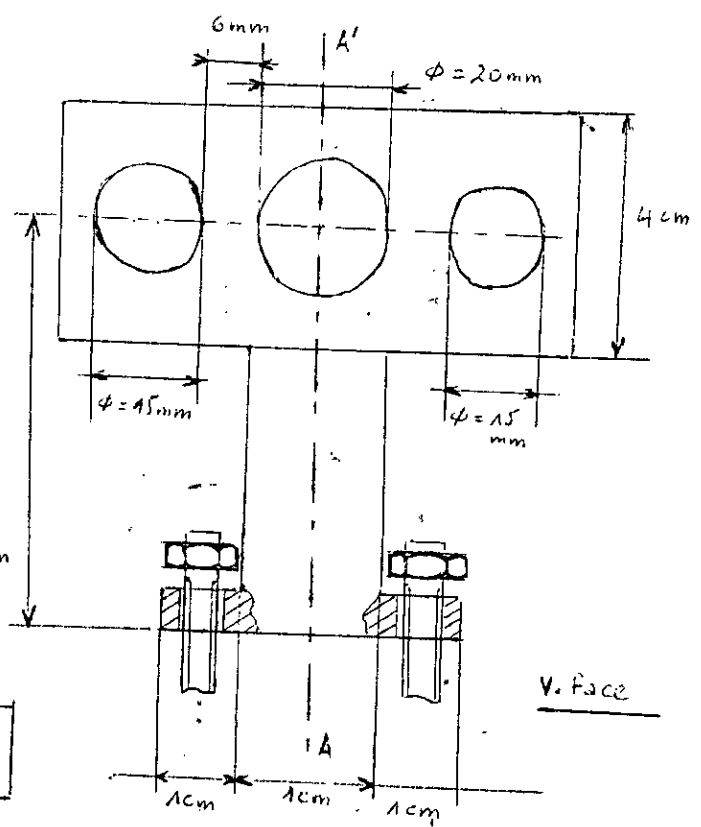
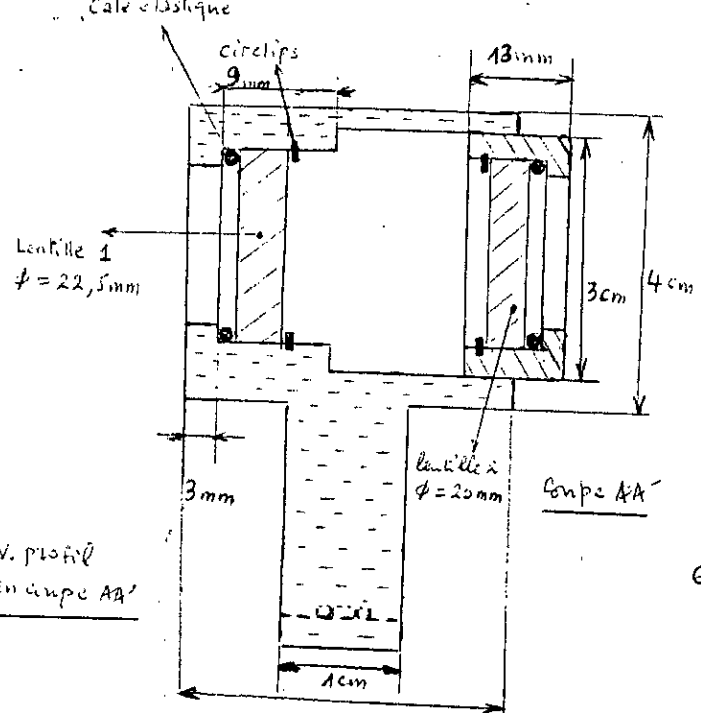
Poulie I
 $= \phi_1$
 $= 1 \text{ cm}$

MOTEUR
 PAS À PAS

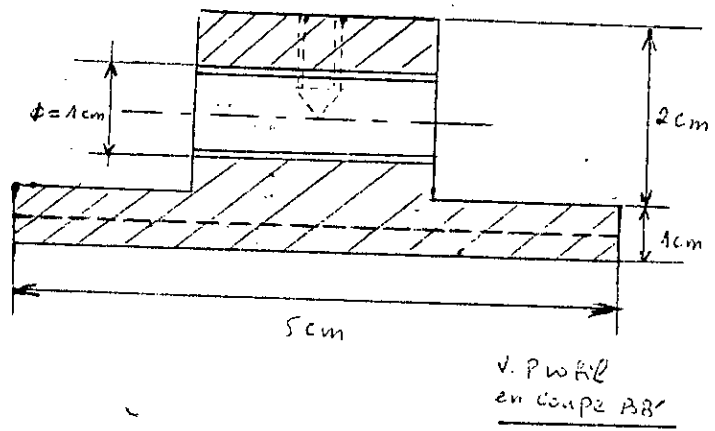
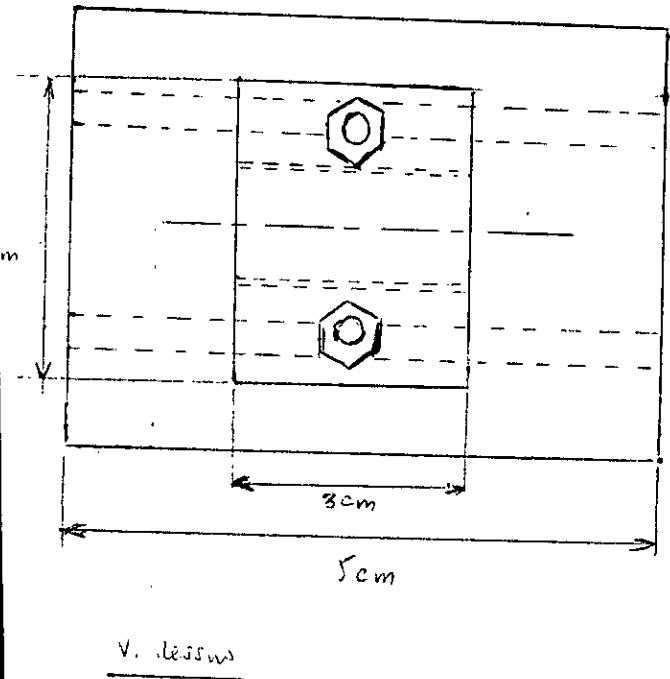
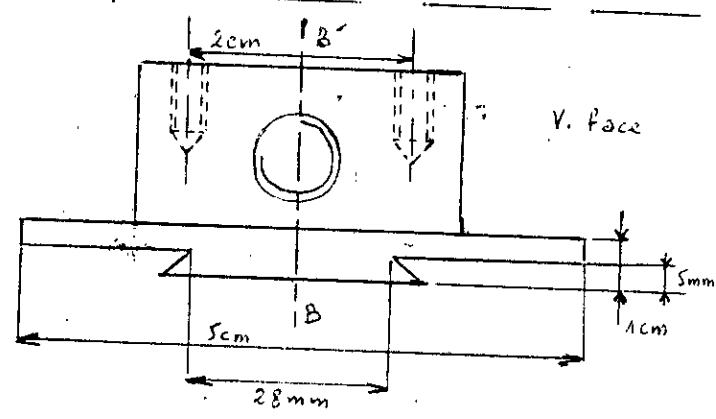
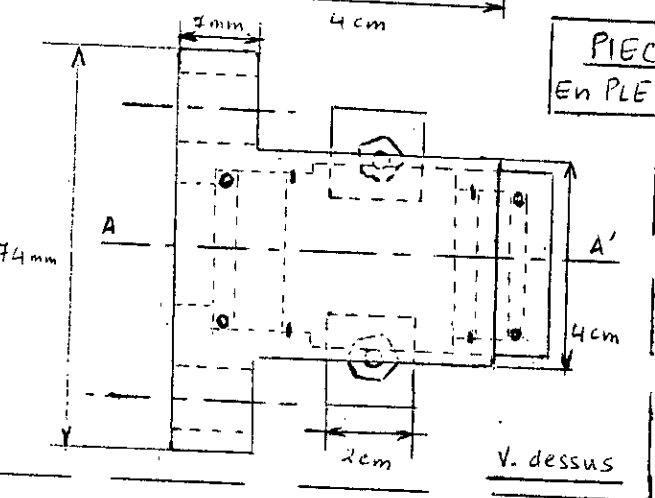
PIÈCE I

PIÈCE II

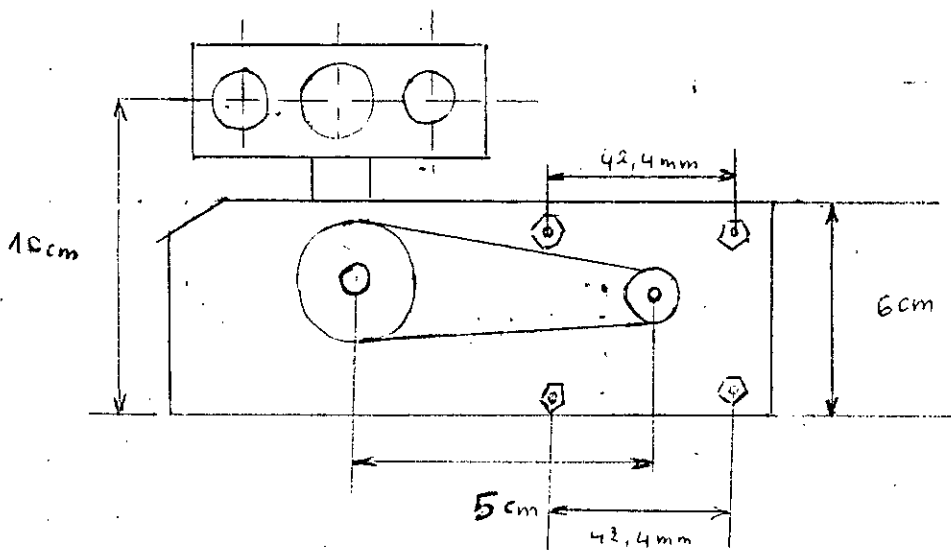
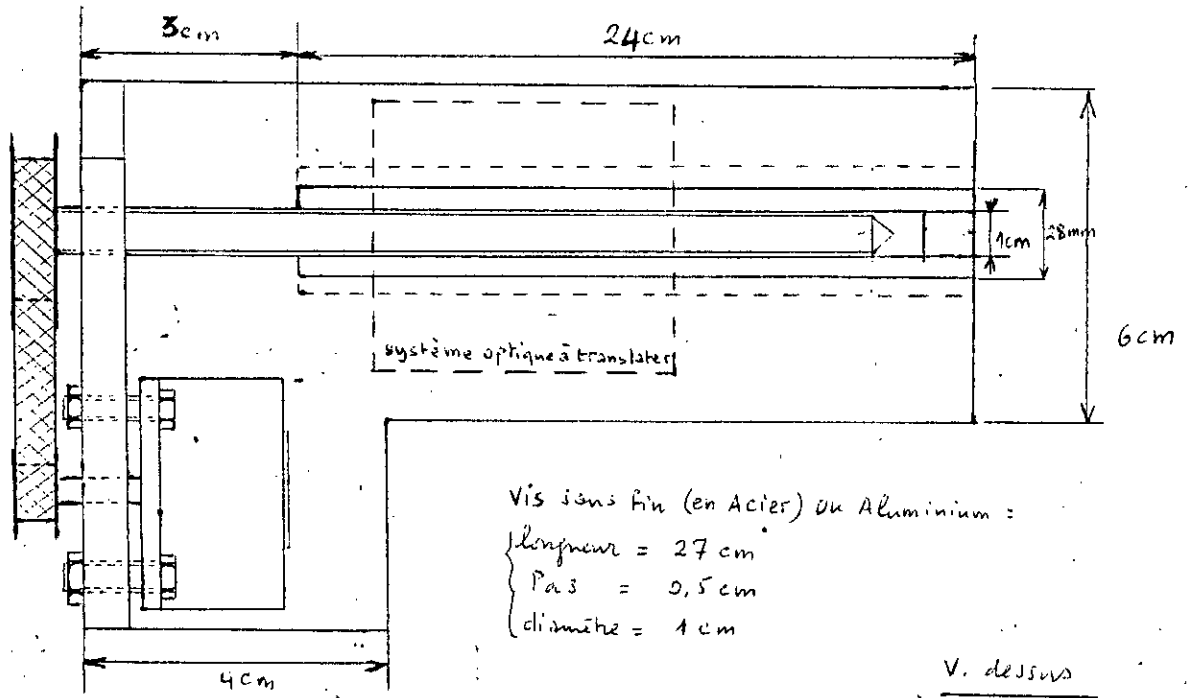
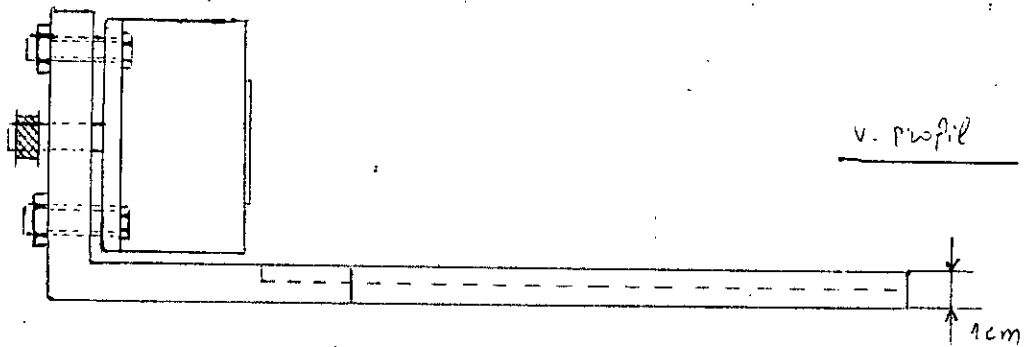
PIÈCE III



PIECE I
En PLEXIGLAS



PIECE II
En Aluminium



v. face

PIECE III
 Support en Aluminium

-VARIANTE AVEC CORRECTION EN T°:
programme principal:

| | | |
|--------|---------|-------------|
| ACOO | 8E 0050 | ORG \$ACOO |
| | 4F | LDS# \$0050 |
| | B7 D003 | CLRA |
| | B7 D001 | STAA CRB |
| | B7 D002 | STAA CRA |
| | 97 01 | STAA DDRB |
| | 97 06 | STAA M1 |
| | 97 07 | STAA M6 |
| | 97 08 | STAA M7 |
| | 97 09 | STAA M8 |
| | 86 70 | STAA M9 |
| | 97 15 | LDAA# \$70 |
| | 86 6F | STAA M21 |
| | B7 D000 | LDAA# \$6F |
| | 86 04 | STAA DDRA |
| | B7 D003 | LDAA# \$04 |
| | B7 D001 | STAA CRB |
| | 4F | STAA CRA |
| | B7 D000 | CLRA |
| | 86 20 | STAA ORA |
| | F6 D002 | LDAA# \$20 |
| | C4 0F | LDAB ORB |
| | 54 | ANDB# \$0F |
| | 27 06 | LSRB |
| | 24 03 | BEQ ETIQ1 |
| | 1B | BCC ETIQ2 |
| | 20 01 | ABA |
| ETIQ2 | 10 | BRA ETIQ1 |
| ETIQ1 | 97 02 | SBA |
| ETIQ11 | C6 03 | STAA M2 |
| ETIQ3 | 86 3E | LDAB# \$03 |
| | B7 D001 | LDAA# \$3E |
| | B7 000A | STAA CRA |
| | 4F | STAA M10 |
| | 5A | CLRA |
| | 86 36 | DECB |
| | B7 D001 | LDAA# \$36 |
| | CE FFFF | STAA CRA |
| | 5D | LDX# \$FFFF |
| | 26 EB | TSTB |
| | D6 02 | BNE ETIQ3 |
| | B6 D000 | LDAB M2 |
| | 86 37 | LDAA ORA |
| | B7 D001 | LDAA# \$37 |
| | OE | STAA CRA |
| ETIQ4 | 5C | CLI |
| | 01 | INCB |
| | C1 CC | NOP |
| | 26 FA | CMPB# \$CC |
| | 86 36 | BNE ETIQ4 |
| | B7 D001 | LDAA# \$36 |
| | 0F | STAA CRA |
| | 96 01 | SEI |
| | 27 05 | LDAA M1 |
| | 7F 0001 | BEQ ETIQ5 |
| | 20 1B | CLR M1 |
| | | BRA ETIQ6 |

| | | |
|--------|---------|------------|
| ETIQ5 | B6 D000 | LDAA ORA |
| | 48 | ASLA |
| | 25 OD | BCS ETIQ7 |
| | 7D 0007 | TST M7 |
| | 26 OB | BNE ETIQ8 |
| | 86 01 | LDAA# \$01 |
| | 97 06 | STAA M6 |
| | 86 20 | LDAA# \$20 |
| | 20 05 | BRA ETIQ9 |
| ETIQ7 | 4F | CLRA |
| | 97 07 | STAA M7 |
| ETIQ8 | 86 09 | LDAA# \$09 |
| ETIQ9 | B7 D000 | STAA ORA |
| ETIQ6 | 4F | CLRA |
| ETIQ10 | 01 | NOP |
| | 4C | INCA |
| | 81 CO | CMPA# \$CO |
| | 26 FA | BNE ETIQ10 |
| | 20 A5 | BRA ETIQ11 |

subroutine d'interruption:

| | | |
|--------|---------|-------------|
| ACAO | 7C 0001 | ORG \$ACAO |
| | 86 36 | INC M1 |
| | B7 D001 | LDAA# \$36 |
| | B6 D000 | STAA CRA |
| | 48 | LDAA ORA |
| | 25 18 | ASLA |
| | 7D 0006 | BCS ETIQ12 |
| | 26 1C | TST M6 |
| | 86 01 | BNE ETIQ13 |
| | 7D 0009 | LDAA 01 |
| | 26 04 | TST M9 |
| | 97 07 | BNE ETIQ14 |
| | 20 02 | STAA M7 |
| ETIQ14 | 97 06 | BRA ETIQ15 |
| ETIQ15 | 86 20 | STAA M6 |
| | B7 D000 | LDAA# \$20 |
| | 3B | STAA ORA |
| ETIQ12 | 4F | RTI |
| | 97 06 | CLRA |
| | 97 08 | STAA M6 |
| | 97 09 | STAA M8 |
| | 20 04 | STAA M9 |
| ETIQ13 | 86 01 | BRA ETIQ16 |
| | 97 08 | LDAA 01 |
| ETIQ16 | D6 4B | STAA M8 |
| | D7 14 | LDAB 4B |
| | B6 D002 | STAB M20 |
| | 84 FO | LDAA ORB |
| | 81 70 | ANDA# \$FO |
| | 27 33 | CMPA# \$70 |
| | C6 C8 | BEQ ETIQ17 |
| | D7 18 | LDAB# \$C8 |
| | 91 15 | STAB M24 |
| | 27 1D | CMPA M21 |
| | CE AFOO | BEQ ETIQ18 |
| | 97 15 | LDX# \$AFOO |
| | | STAA M21 |

| | | |
|--------|---------|------------|
| | 44 | LSRA |
| | 44 | LSRA |
| | 44 | LSRA |
| | 44 | LSRA |
| | 80 07 | SUBA# \$07 |
| | 2D 0A | BLT ETIQ19 |
| ETIQ21 | BD AE00 | JSR SP1 |
| | BD AE10 | JSR SP2 |
| | DB 14 | ADDB M20 |
| | 20 14 | BRA ETIQ17 |
| ETIQ19 | 40 | NEGA |
| | BD AE00 | JSR SP1 |
| | 20 04 | BRA ETIQ20 |
| ETIQ18 | 81 70 | CMPA# \$70 |
| | 2E EF | BGT ETIQ21 |
| ETIQ20 | 96 18 | LDAA M24 |
| | 90 16 | SUBA M22 |
| | BD AE10 | JSR SP2 |
| | DO 14 | SUBB M20 |
| | 50 | NEGB |
| ETIQ17 | C1 C5 | CMPB# \$C5 |
| | 24 06 | BCC ETIQ22 |
| | 86 0B | LDAA# \$0B |
| | B7 D000 | STAA ORA |
| | 3B | RTI |
| ETIQ22 | CO C8 | SUBB# \$C8 |
| | 27 3A | BEQ ETIQ23 |
| | 2C 05 | BGE ETIQ24 |
| | 86 07 | LDAA# \$07 |
| | 50 | NEGB |
| | 20 0C | BRA ETIQ25 |
| ETIQ24 | 7D 0008 | TST M8 |
| | 27 01 | BEQ ETIQ26 |
| | 3B | RTI |
| ETIQ26 | 86 01 | LDAA# \$01 |
| | 97 09 | STAA M9 |
| | 86 05 | LDAA# \$05 |
| ETIQ25 | B7 D000 | STAA ORA |
| | D7 03 | STAB M3 |
| | 86 40 | LDAA# \$40 |
| | 97 04 | STAA M4 |
| ETIQ28 | 5F | CLRB |
| ETIQ27 | B6 D000 | LDAA ORA |
| | 85 10 | BITA# \$10 |
| | 26 F9 | BNE ETIQ27 |
| | 5C | INCB |
| | D1 04 | CMPB M4 |
| | 26 F4 | BNE ETIQ27 |
| | 7A 0003 | DEC M3 |
| | 2E EE | BGT ETIQ28 |
| | 96 04 | LDAA M4 |
| | 81 40 | CMPA# \$40 |
| | 26 06 | BNE ETIQ23 |
| | 86 20 | LDAA# \$20 |
| | 97 04 | STAA M4 |
| | 20 E2 | BRA ETIQ28 |
| ETIQ23 | 4F | CLRA |
| | B7 D000 | STAA ORA |
| | 3B | RTI |

sous-programme n°1:

| | | |
|--------|-------|------------|
| AEOO | 97 17 | ORG \$AEOO |
| ETIQ29 | 08 | STAA M23 |
| | 4A | INX |
| | 26 FC | DECA |
| | A600 | BNE ETIQ29 |
| | 97 16 | LDAX |
| | 39 | STAA M22 |
| | | RTS |

sous-programme n°2:

| | | |
|--------|-------|------------|
| AE10 | D617 | ORG \$AE10 |
| | 96 18 | LDAB M23 |
| ETIQ31 | 91 14 | LDAA M24 |
| | 2E 01 | CMPA M20 |
| | 39 | BGT ETIQ30 |
| ETIQ30 | 90 16 | RTS |
| | 5A | SUBA M22 |
| | 20 F6 | DECB |
| | | BRA ETIQ31 |

DONNEES DE LA CORRECTION EN T°;[M]:

[AFO0]=\$00
[AFO1]=\$C8
[AFO2]=\$64
[AFO3]=\$43
[AFO4]=\$32
[AFO5]=\$28
[AFO6]=\$21
[AFO7]=\$1C
[AFO8]=\$19

VECTEURS D'INITIALISATION ET D'INTERRUPTION:

[AFF8]=\$AC
[AFF9]=\$AO
[AFFE]=\$AC
[AFFF]=\$00

REFERENCES

- [1] Y.Granjon - automatisation d'un laser CO2 optimisée par simulation et modélisation biothermique - thèse docteur es-sciences - INPL de Nancy - 1985.
- [2] I.Djefel - étude de la faisabilité de la mise au point automatique des microscopes opératoires - thèse docteur ingénieur - INPL de Nancy - 1983.
- [3] J.B Grimbleby et C.G.Talbot - automatic focusing of medical endoscope cameras - journal of physics E - vol.16 - fasc.12 pages 1173 à 1179 - 1983.
- [4] S.Nomura et S.Isakozawa - autofocusing of C.T.E.M using parallax - journal of electron microscopy - vol.36 - fasc.4 pages 157 à 162 - 1987.
- [5] J.Lewkowicz, M.Ludeke et D.K.Cohen - automatic focus control: the astigmatic lens approach - applied optics - vol.23 - fasc.4 - pages 565 à 570 - 1984.
- [6] F.I.Kokoulin et A.G.Poleschuk - dispositifs asservis pour la focalisation automatique - opt.mekh.sun - fasc.8 - pages 21 à 24 - 1979.
- [7] Y.Yuanhai - the design of echo spot and optical focusing in automatic laser tracking - optics and laser technology - vol.18 - fasc.2 - pages 75 à 79 - 1986.
- [8] R.Damaye - optoelectronique:bases théoriques et applications pratiques - éditions Radio - 1971.
- [9] E.Lemery - les photorésistances - Electronique application - N°57 - pages 51 à 65 - 1987.
- [10] K.Kalpagam et P.S.Naidu - microprocessor controlled automatic focusing of a lens - journal of microcomputer applications - vol.10 - fasc.2 - pages 101 à 112 - 1987.
- [11] M.Abignoli et C.Goeldel - les moteurs pas à pas - cours dispensé à l'ENSEM de Nancy - 1990.
- [12] C.Goeldel - contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande de MPP - thèse docteur-es sciences - INPL de Nancy - 1984.
- [13] L.Afilal - contribution à la commande d'un MPP: observation et optimisation des régimes transitoires - thèse de doctorat université de Reims - 1987.

- [14] D.Lami - moteurs pas à pas - micros et robots n°12,13,14 - respectivement: pages 20 à 23 , 16 à 18 , 16 à 21 .
- [15] A.Falk - micromachines électriques - éditions Mir Moscou.
- [16] Les moteurs pas à pas : principe et applications - notes techniques du constructeur polymotor RTC.
- [17] Y.Sevely - systèmes et asservissement linéaires échantillonnés - Dunod - 1973.
- [18] P.Dumont, M.Bieth et J.F.Launay - développements des controles par ultra-sons sur les appareils à pression en France - journal press. vessels piping - vol.28 - fasc.1 à 5 - pages 19 à 23 - 1987 .
- [19] J.Mainguenand - systèmes asservis non linéaire - Masson et Cie - 1974.
- [20] J.C.Gille - introduction aux systèmes asservis non linéaire - Dunod - 1977.
- [21] H.Miyotto - modélisation et identification d'un MPP en vue d'une commande optimale - thèse docteur ingénieur - INPL Nancy - 1976.
- [22] B.Gréhaut - les U.S et leurs applications - Electronique applications - N° 53 - pages 25 à 33 - 1987.
N° 54 - pages 51 à 56 - 1987.
N° 55 - pages 23 à 28 - 1987.
N° 56 - pages 51 à 54 - 1987.
- [23] R.Knoerr - radar ultrasonique - Electronique pratique - N° 95 pages 88 à 104 - 1986.