

Bun 20200558

50376
1991
341

Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois.

**Diplôme d'Etudes Approfondies en Electronique
Mention: Electromagnétisme et Dispositifs Microondes.**

**Etude d'une maquette de faisabilité
d'un coronamètre à barrette CCD.**

**Laboratoire d'Optique Atmosphérique
Université des Sciences et Techniques de LILLE
59655 VILLENEUVE D'ASCQ Cedex.**

ARCHANI Abdelmajid

Juillet 1991



66346

Remerciements

Je tiens tout particulièrement à remercier Monsieur Verwaerde de m'avoir proposé ce stage sur un projet très innovateur.

Ses précieux conseils ainsi que sa disponibilité m'ont permis de mener bien mon étude.

Je voudrais aussi remercier Monsieur Devaux et tous les membres du laboratoire qui m'ont aidé à différentes occasions tout au long de l'année.



Sommaire

But du montage.

PARTIE 1

Chapitre 1 LES ELEMENTS ESSENTIELS DE LA THEORIE DES DTC.

- 1.1- Comment un DTC senseur d'image travaille-t-il?
- 1.2- Conversion lumière en charges et stockage de charges.
 - 1.2.1- Les structures des photoéléments:Photodiode et photomos.
 - 1.2.2- Les structures MOS à canal enterré et à canal-surface.
- 1.3- L'opération de transfert de charges.
 - 1.3.1- L'opération à deux phases.
 - 1.3.2- L'opération à quatre phases.
- 1.4- L'Etage de lecture.

Chapitre 2 LES PERFORMANCES ELECTROOPTIQUES.

- 2.1- La Réponse R.
 - 2.1.1- La sensibilité S.
 - 2.1.2- La conversion charge-tension.
- 2.2- La réponse spectrale.
- 2.3- Non uniformité de la photoréponse(PRNU).
- 2.4- La tension de saturation(V_{sat}).
- 2.5- La linéarité.
- 2.6- Le rendement(efficacité) de transfert de charges(CTE).
- 2.7- Le signal d'obscurité(V_{ds}).
- 2.8- Les sources de bruit.
 - 2.8.1- Le bruit photonique.
 - 2.8.2- Le bruit temporel ou efficace.
 - 2.8.3- Modèle du bruit fixé(bruit stationnaire).
 - 2.8.4- Le bruit introduit par une charge de polarisation.

- 2.9- La dynamique.
- 2.10- La résolution et le contraste de la fonction de transfert (CTF).
- 2.11- Le débit maximum des données de sortie.
- 2.12- La Rémanence (LAG).
- 2.13- La résistance de sur-illumination (anti-éblouissement).

Chapitre 3 LES DTC SENSEURS D'IMAGE LINEAIRES.

Introduction.

- 3.1- Le réseau photosensible.
 - 3.1.1- Le transfert du photoélément vers le registre de décalage.
 - 3.1.2- Le transfert de charges le long des registres de décalage.
 - 3.1.3- L'étage de sortie.
- 3.2- Les caractéristiques du signal de commande.
 - 3.2.1- Les modes de fonctionnement facultatifs.

PARTIE 2

MONTAGE

- Introduction.
- Le synoptique.
- Les entrées.
- Les sorties.
- Les réglages.
- Description du montage.
- Les valeurs typiques de polarisation.

PARTIE 3

ESSAIS ELECTRIQUES.

PARTIE 4

ESSAIS OPTIQUES.

ANNEXES.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

BUT DU MONTAGE

La mesure de la fonction de diffusion des aérosols permet d'obtenir des informations sur leur granulométrie. Pour cette mesure on utilise un auréolémètre encore appelé coronamètre. Cet appareil comporte essentiellement un détecteur (Photodiode au Silicium), sur lequel une lentille focalise le rayonnement atmosphérique. Pour obtenir un faible champ angulaire de l'ordre du degré on adjoint un jeu de diaphragmes. Compte tenu des faibles niveaux d'énergie lumineuse, leur ouverture ne peut être trop petite (de l'ordre de 1 centimètre) et ils doivent donc être placés assez loin du détecteur ce qui confère un encombrement non négligeable à l'appareil, avec une emprise au vent parfois gênante.

La variation de l'angle de diffusion est obtenue par un dépointage en azimut. Pour cela l'appareil est monté sur une platine qui est mise en rotation autour d'un axe vertical au moyen d'un moteur synchrone.

Après avoir pointé l'appareil sur le soleil, on le dépointe de quelques degrés dans le sens opposé à la rotation avant de mettre en marche le moteur. On enregistre alors sur un micro-ordinateur le signal délivré par un amplificateur à gain variable et le temps donné par l'horloge du micro (voir la courbe 1).

On peut alors calculer l'angle de diffusion connaissant les coordonnées du point de mesure, la date, l'heure, et la vitesse de rotation du moteur (voir la courbe 2). Une bonne définition du passage sur le soleil étant nécessaire pour une bonne précision du calcul de cette angle implique une vitesse de rotation raisonnable (de l'ordre de 1 tour à l'heure). Ceci suivant les lieux et les périodes de l'année, des temps de mesure de l'ordre de 10 à 15 minutes ce qui peut être gênant en présence de petits cumulus de beau temps.

Au cours de la mesure la base de l'appareil doit rester parfaitement stable. L'angle entre l'axe optique de l'appareil et la verticale devant rester constant. Ce qui exclut ce type de mesures à partir de bateaux et donc l'étude in-situ par cette technique des aérosols marins.

Pour essayer de résoudre les divers inconvénients mentionnés précédemment (prise au vent, temps de mesure trop long, support stable) auxquels il faut ajouter le coût on se propose d'utiliser une nouvelle technique basée sur l'utilisation d'une barrette CCD (charge coupled device : dispositif à transfert de charges) senseur d'image linéaire, formée de 1728 pixels ou photodiodes, c'est la technique la plus utilisée actuellement. Cette technique permet de faire des mesures même en présence des inconvénients mentionnés en haut. Pour cela on a conçu un montage capable de répondre à nos besoins d'application. Le montage sera décrit ultérieurement (voir la partie 2 "montage").

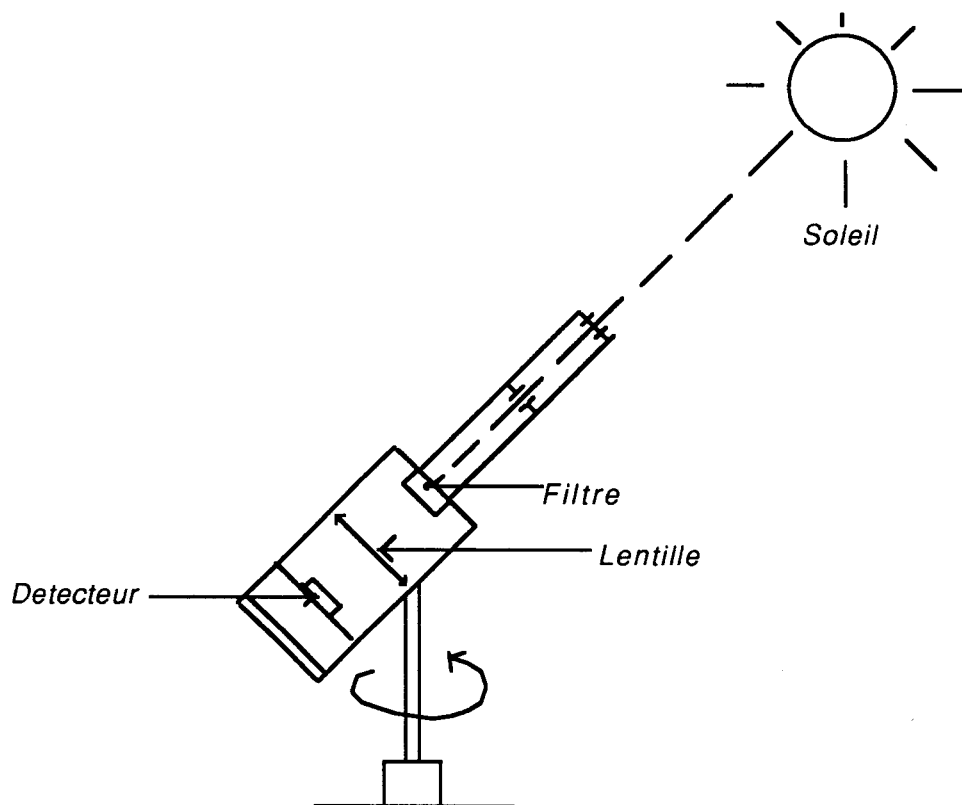


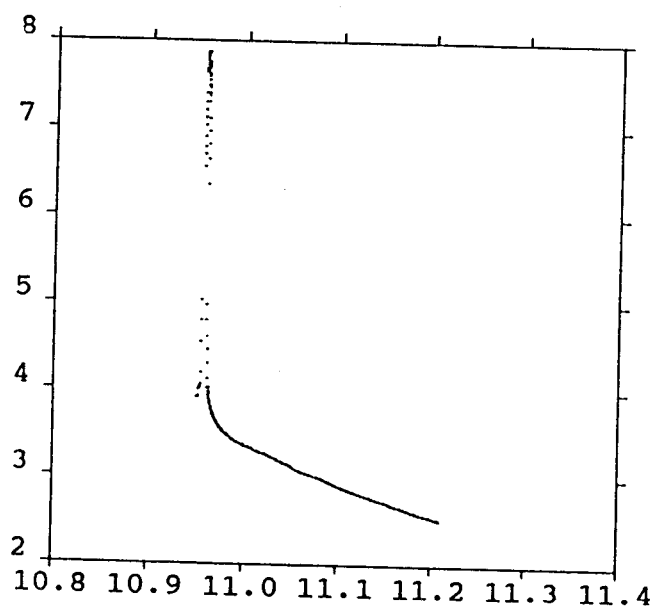
Figure 1-Schéma d'un auréolémètre.

La courbe 1a représente le logarithme du signal en fonction de l'heure.

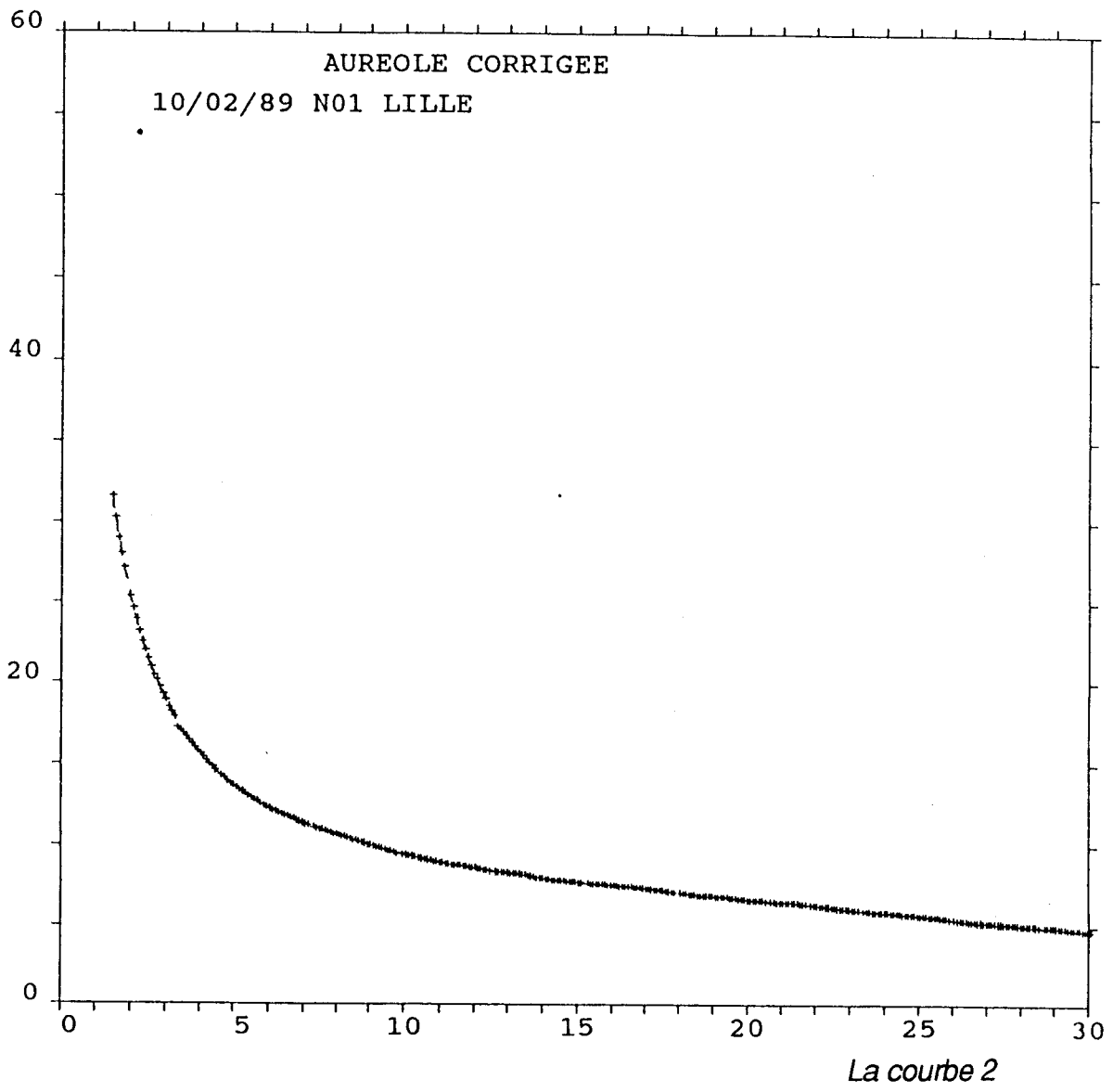
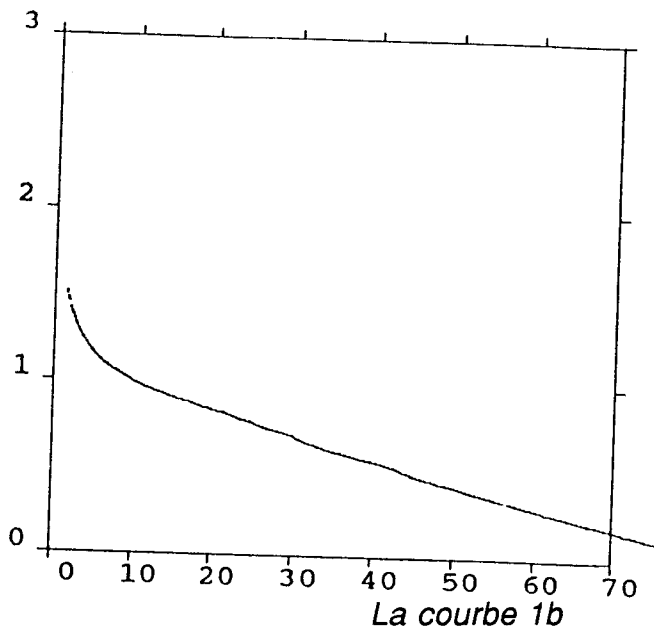
Mesures effectuées à Lille Toit du P5 le 10/02/1985.

La courbe 1b représente le logarithme du signal en fonction de l'angle de diffusion.

La courbe 2 représente le signal en fonction de l'angle de diffusion entre 1°30 et 30°.



La courbe 1a



INTRODUCTION

Un dispositif à transfert de charges senseur d'image est analogue à un circuit intégré qui convertit une image optique en un signal électronique.

Les dispositifs à transfert de charges (DTC en anglais CCD) ont connu beaucoup de succès, restent très simples à concevoir, se présentent sous la forme de circuits intégrés MOS. En effet, leur nature intégrée donne leurs meilleures caractéristiques : durée de vie non limitée, faible consommation de puissance. A ceux-ci nous ajoutons quelques caractéristiques spécifiques, y compris : l'analyse de l'image en éléments discrets (pixels) avec un champ d'enregistrement exact et un signal de sortie délivré échantillonné et avec une faible impédance.

Les DTC consistent en un ensemble de capacités MOS réalisées sur la même plaquette et très voisines les unes des autres.

Les caméras de surveillance, les caisses-enregistreuses, les caméscopes sont d'autant d'exemples qui montre la fulgurante percée de cette technologie dans tous les domaines.

1.1- Comment un DTC senseur d'image travaille-t-il ?

Un DTC senseur d'image fonctionne en 4 phases successives.

- Pendant la période d'exposition:

- a) Il convertit la lumière incidente en une quantité proportionnelle aux charges électriques (photocharges). Ceci est effectuée par un rang de photoéléments disposés le long d'une ligne s'il s'agit d'un réseau linéaire ou une matrice à deux dimensions s'il s'agit d'un réseau surface.
- b) Il stocke les photocharges de chaque photoélément dans une capacité MOS (puits de potentiel).

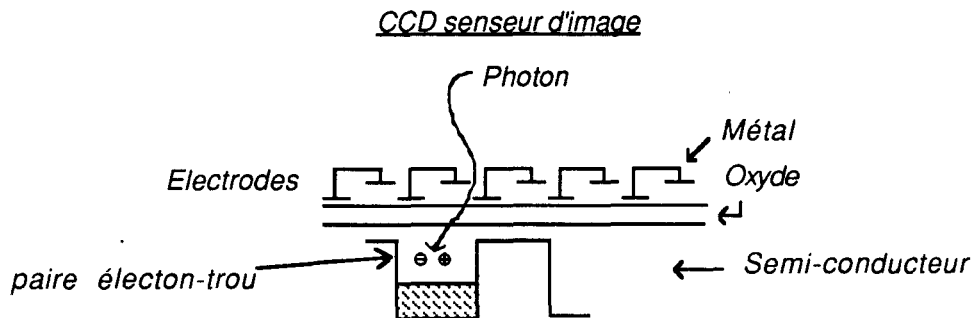


Figure 2

- Après la période d'exposition:

c) Il transfère les paquets de photocharges accumulés séquentiellement le long des capacités MOS vers l'étage de lecture ici le DTC se comporte comme un registre à décalage.

d) Dans l'étage de lecture, chaque paquet de photocharges est convertit en un signal de tension. De plus un échantillonnage et une amplification donne un signal de sortie vidéo de faible impédance.

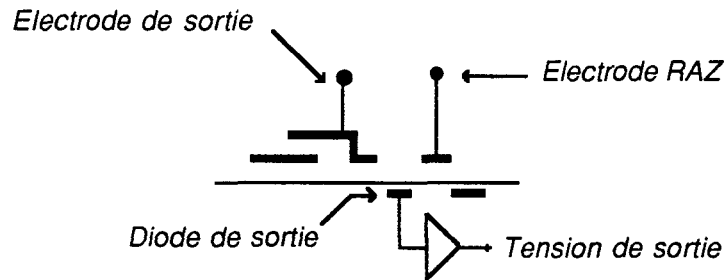


Figure 3 : Conversion charge-tension dans l'étage de lecture

Un DTC sensor d'image peut ainsi être considéré comme une "boite noire" qui transforme une image optique c'est-à-dire une distribution spatiale de radiation, en un signal de tension.

Nous expliquerons maintenant comment chacune de ces phases est remplie à travers d'une description d'un DTC sensor d'image qui utilise un canal enterré N-MOS avec deux niveaux de grilles polysilicium.

1.2- La Conversion lumière en charges et Le stockage de charges

L'entrée d'un DTC sensor d'image consiste en une ligne d'éléments photosensibles ou pixels, qui effectue la conversion lumière en charges. Ceux-ci peuvent être des photodiodes ou des éléments photomos (voir figure 4) disposés le long d'une seule ligne ou en une matrice à deux dimensions.

Quand un photon entre dans le substrat silicium, une paire électron-trou est générée. L'électron est collecté dans une zone de déplétion créée au moyen d'une diode ou d'une structure MOS, tandis que le trou est recombinaison dans le substrat silicium.

1.2.1- Les structures des photoéléments: Photodiode et photomos

Dans la structure photodiode, une région N+ est implantée dans le substrat de type P pour former une diode P-N. Cette diode peut être polarisée inversement par une électrode de polysilicium superposée pour créer une zone charge-espace dans laquelle les photoélectrons sont séparés des trous; les photoélectrons sont ensuite accumulés dans la zone N+.

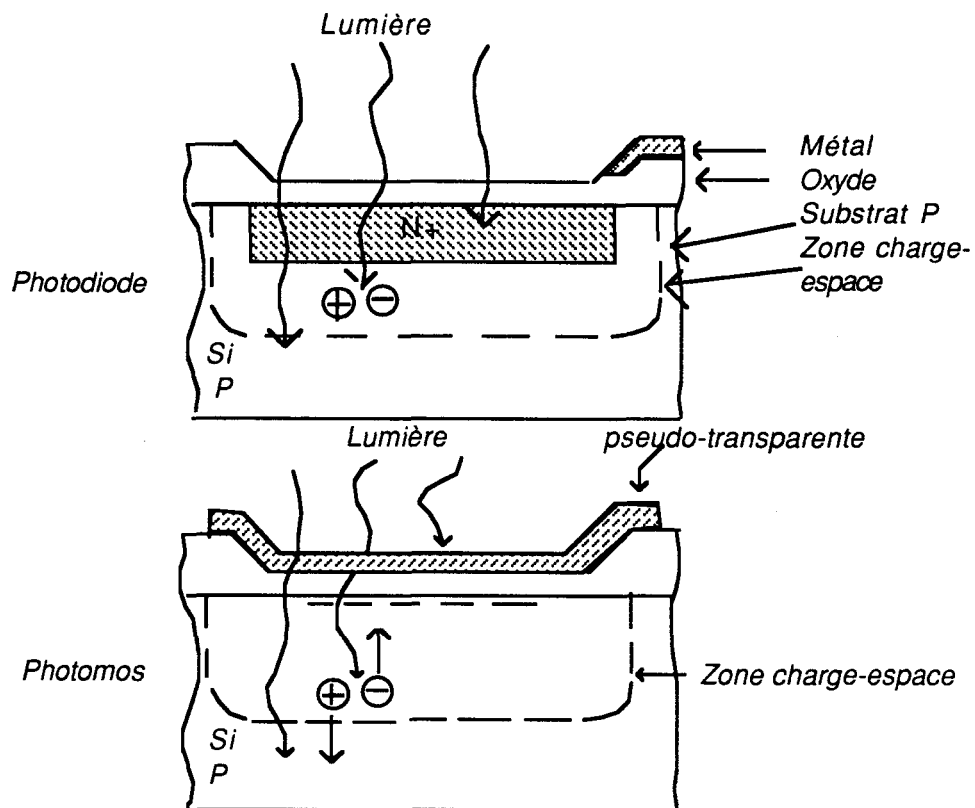


Figure 4-La photodetection Silicium.

Dans la structure photomos, la région charge-espace est produite par une électrode de polysilicium superposée à une couche mince d'oxyde. Après la séparation électrons-trous, l'accumulation de charges se trouve dans la couche d'inversion.

La structure photomos peut être utilisée pour stocker les photoélectrons et transférer les charges, selon les tensions d'horloge appliquées aux différentes électrodes. La tension de configuration sur les électrodes successives crée des gradients de potentiel localisés dans le substrat, formant les puits de potentiel.

1.2.2- Les structures MOS à canal-enterré et à canal-surface

Comme on peut le voir sur la figure 5, une structure MOS à canal-enterré a une couche légèrement dopée (type-N), ferme l'interface d'oxyde, en ce qui concerne le substrat(type-P). Comme résultat, le gradient de potentiel en bas d'une électrode polarisée atteint une valeur maximale dans la couche N et tombe à 0 volt dans le substrat de type-P. Le plus petit état d'énergie (bas du puits de potentiel) pour un photoélectron sera donc à l'intérieur de la zone N, et ainsi en bas de la surface enterrée du substrat.

Une structure MOS à canal-surface a un substrat uniformément dopé. Par conséquent quand l'électrode est polarisée, une région de déplétion est formée en bas de la couche d'oxyde avec le plus petit état d'énergie pour un photoélectron à l'interface oxyde-substrat. L'influence des états de surface du Silicium-diélectrique introduit le bruit et diminue le rendement de transfert de charges.

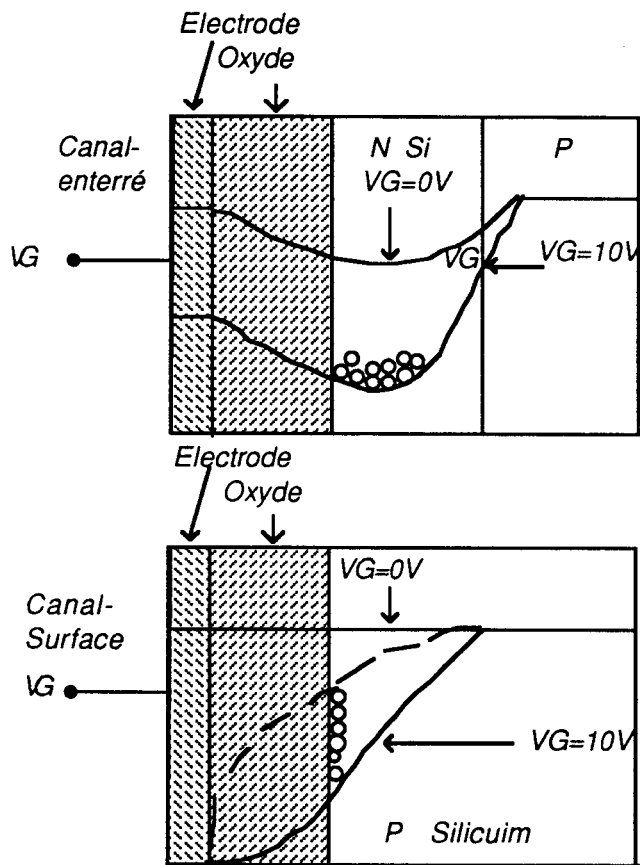


Figure 5-Les structures à canal-enterré et à canal-surface

TABLE 1-Les caractéristiques relatives de la structure à canal-enterré et à canal-surface.

Caractéristiques	Canal-enterré	Canal-surface
efficacité de transfert importante.	*	
fréquence de fonctionnement importante.	*	
petit bruit intrinsèque.	*	
large capacité de manipulation de charges.		*

Le choix des dispositifs fabriqués en technologie à canal-enterré permet d'obtenir tous les avantages mentionnés en haut.

Le transfert de charges est l'opération qui déplace les paquets de photocharges le long du rang des éléments à l'étage de sortie final. Elle est caractérisée par le nombre des différentes horloges exigées pour apporter les photocharges d'un élément à son voisin.

Ici nous décrivons les opérations de transfert à deux et quatre phases.

1.3.1- L'opération à deux phases

La figure 6 montre la succession d'électrodes et les puits de potentiel résultant pour deux étages voisins avec trois configurations différentes d'horloge aux temps A , B et C. On note qu'il y a deux niveaux d'électrodes, indiquées par Si1 et Si2.

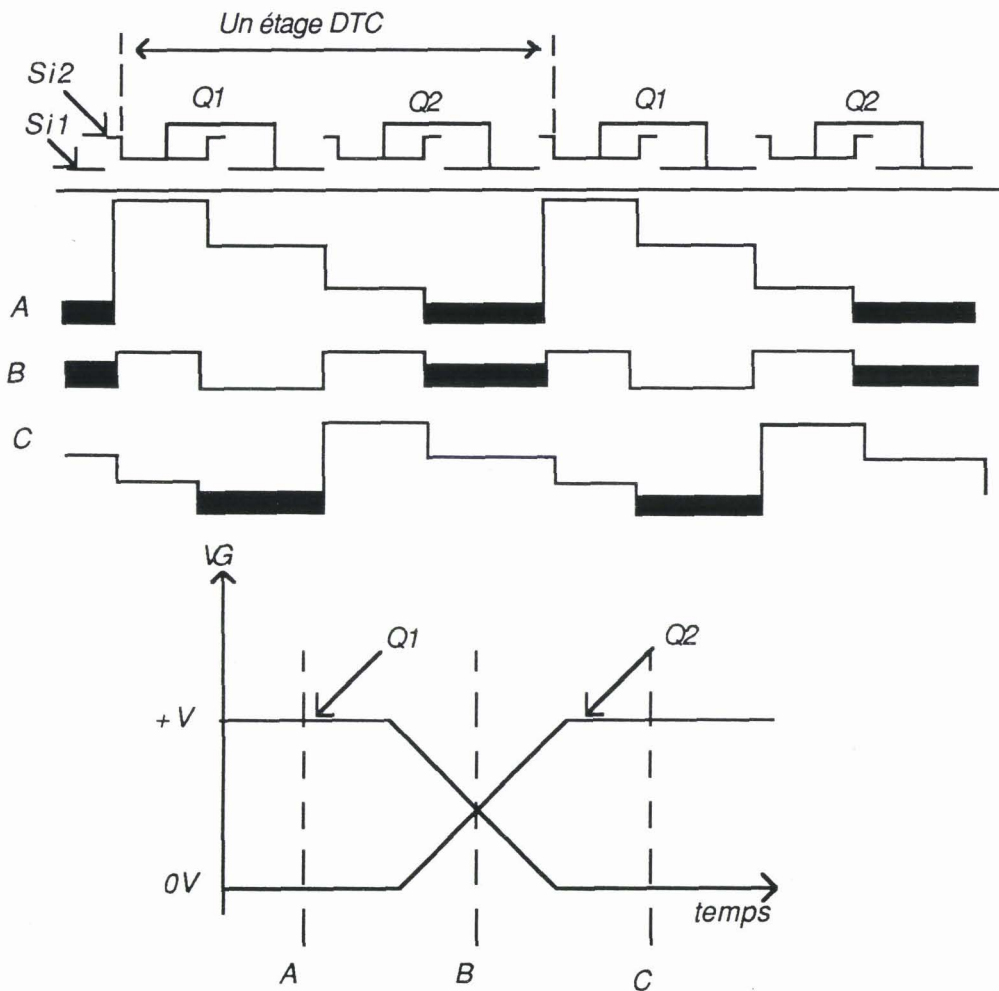


Figure 6-L'opération de transfert à deux phases.

Si à l'instant A, l'horloge Q1 est à 0 volt et l'horloge Q2 est à une tension positive +V, le profil du puits de potentiel sera comme montré sur la ligne A. Les photocharges (montrées en lignes hachurées) se trouveront en bas de l'électrode Si1 commandée par Q2.

Le transfert est commencé par l'augmentation de Q1 de +V/2 et simultanément la diminution de Q2 de +V/2 (temps B), créant le profil du puits de potentiel montré sur la ligne B.

Ensuite, Q1 s'est mise à +V et Q2 à 0 volt (ligne C); avec la chute du puits de potentiel en bas de Q2, les photocharges se déplacent maintenant vers le puits de potentiel formé au-dessous de l'horloge Q1.

Ce cycle est alors répété, commençant à la ligne A, avec les charges changées le long d'un demi-étage à chaque nouveau changement des horloges Q1, Q2.

1.3.2- L'opération à quatre phases

Comme avec un senseur à deux phases, la structure à quatre phases utilise alternativement les électrodes Si1 et Si2. Dans ce cas les électrodes sont commandées indépendamment. Les zones non implantées sont utilisées puisque un passage unidirectionnel est réalisé par polarisation de chaque électrode séparément, la direction de transfert est alors déterminée seulement par la séquence d'horloge.

La figure 7 montre les quatre configurations successives des puits de potentiel (A,B,C,D) pendant le transfert d'un pixel à un autre.

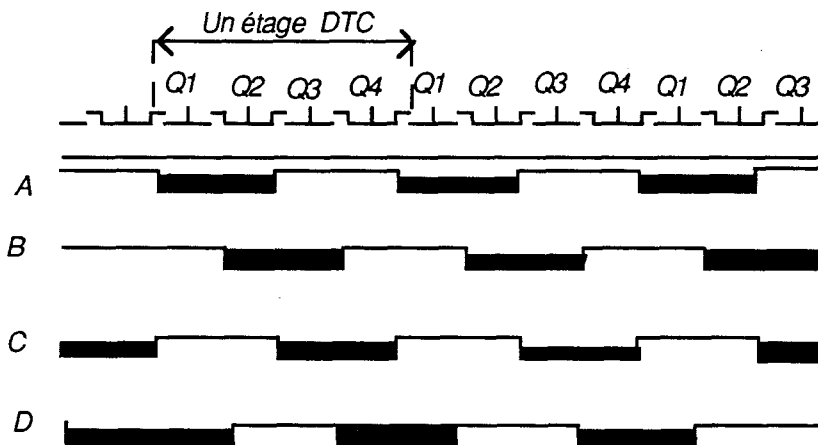


Figure 7-L'opération de transfert à quatre phases.

À l'instant A, deux électrodes adjacentes (dans cet exemple comptées par Q1 et Q2) sont polarisées avec la même tension +V tandis que les électrodes suivantes comptées par Q3 et Q4, sont restées à 0 volt, donc formant une barrière pour isoler les puits de potentiel.

Dans la première séquence de transfert (temps B) Q3 est atteint +V et Q1 est baissée à 0 volt tandis que Q2 et Q4 restent comme avant; les photocharges sont ainsi changées de place le long de l'espace d'une électrode, puisque celles-ci sont stockées au-dessous de Q1 et Q2 ont construit de nouveaux puits de potentiel au-dessous de Q2 et Q3.

Pendant la séquence suivante (temps C), Q4 est relevée à +V et Q2 est baissée à 0 volt de nouveau déplacement de photocharges et le puits de potentiel au-dessous des électrons Q3 et Q4.

La répétition de cette séquence déplace les photocharges unidirectionnellement d'un élément à son voisin. Comme un étage est formé par quatre électrodes adjacentes, le cycle est complété en quatre transferts élémentaires.

Les principales différences entre les caractéristiques d'un senseur à deux et à quatre phases sont données dans la table suivante (TABLE 2).

TABLE 2- Les avantages relatifs des senseurs à deux et à quatre phases

<i>Caractéristiques</i>	<i>deux phases</i>	<i>quatre phases</i>	<i>Commentaires</i>
<i>Capacité de manipulation de charges importante.</i>		*	
<i>Domaine dynamique important.</i>		*	
<i>fréquence d'horloge importante.</i>	*		<i>Actuellement > à 20 MHZ.</i>
<i>Circuit de commande simple.</i>	*		
<i>capacité de transfert bidirectionnelle.</i>	*		<i>CI séquenceur disponible pour les senseurs à quatre phases.</i>

1.4- L'Etage de lecture

Lorsque les charges arrivent à l'étage de lecture, elles sont converties en un niveau de tension proportionnel. Cette conversion est exécutée par une diode de lecture, adjacente à une électrode de sortie, Vgs (polarisée en DC). Après la conversion, les charges s'écoulent dans la diode RAZ par l'intermédiaire d'un transistor MOS.

CHAPITRE 2 LES PERFORMANCES ELECTROOPTIQUES

Maintenant nous examinerons les principaux paramètres qui caractérisent les DTC senseurs d'image et figurant dans les documents des constructeurs.

2.1- La Réponse R

R est le rapport du signal de tension utile (Vos) d'exposition pour un éclairage donné.

Elle est fonction de deux paramètres :

- _ La sensibilité du photoélément S (exprimée en Cb/J).
- _ La conversion charge-tension.

2.1.1- La sensibilité S

S exprime le nombre de photocharges générées pour une exposition donnée.

La sensibilité ou le rendement quantique est définie comme le rapport :

$$\frac{\text{nombre de photocharges collectées}}{\text{nombre de photons incidents sur la surface du pixel}}$$

Ce paramètre dépend du :

- L'ouverture du pixel=Surface photosensible/Surface du pixel.
- La structure photosite (principalement si photomos ou photodiode).
- La structure du substrat (principalement de l'épaisseur de la couche optique active).

Par exemple avec une lumière bleue une structure photomos est moins sensible qu'une structure photodiode mais 100% de l'ouverture d'un pixel photomos peut avoir une sensibilité similaire à 20% d'une ouverture d'un pixel photodiode.

Avec la charge exprimée en coulomb(Cb) et les photons incidents mesurés par leur énergie en joule(J), S est donnée en Cb/J ou A/W.

$$S = \frac{Q}{E} = \frac{I\Delta t}{P\Delta t} = \frac{I}{P}$$

Q=La charge ; E=Energie.; P=La puissance ; t=Le temps.

Pour les DTC senseurs d'image le rapport de l'ouverture dépend seulement de la présence d'un dispositif antiblooming incorporé.

- Senseur sans antiblooming: ouverture =100%.
- Senseur avec antiblooming: ouverture =70%.

2.1.2- La conversion charge-tension

La conversion charge en tension est effectuée par la diode de lecture.

Si: Ql = la valeur de la charge .

Cl = la capacité sensible.

La tension résultant sur la diode sera :

$$Vl = \frac{Ql}{Cl}$$

Appliquons cette tension à la sortie d'un amplificateur de gain G résultera un signal vidéo final :

$$V_{os} = GVI = G \frac{Ql}{Cl}$$

Le facteur de conversion en sortie est défini comme :

$$K = \frac{V_{os}}{Ql} = \frac{G}{Cl}$$

K est habituellement référencée à la charge électronique q et exprimée en uV/e⁻ ; dans ce cas :

$$K = q \frac{G}{Cl} \quad \text{d'où} \quad V_{os} = K \times N \quad \text{avec } N = \text{nombre d'électrons par pixel.}$$

2.2- La réponse spectrale

La réponse d'un élément photosensible est fonction de la longueur d'onde de la lumière, la figure 9 donne la réponse spectrale.

La réponse spectrale dépend de la structure du photoélément (photodiode ou photomos) et du type du substrat Silicium utilisé.

Les caractéristiques électrooptiques relatives des deux structures sont résumées dans la table 3.

TABLE 3- Comparaison entre les éléments photomos et photodiode.

<i>Caractéristiques</i>	<i>Structure photodiode</i>	<i>structure photomos</i>
<i>rendement quantique moyen nm dans le spectre visible.</i>	<i>60%</i>	<i>30%</i>
<i>La réponse spectrale (voir figure 10)</i>	<i>uniforme , meilleure que celle du photomos dans la zone bleue (n=50 % à 450 nm).</i>	<i>irrégulière et faible dans la région bleue(n=20 % à 450 nm).</i>
<i>Capacité de stockage</i>	<i>faible</i>	<i>bonne</i>
<i>Rémanence (LAG)</i>	<i>oui (peut être réduite par la charge de polarisation).</i>	<i>non</i>

Comme on le voit sur les courbes de réponses spectrales (figure 9) la différence du rendement quantique moyen entre les deux structures des photoéléments est significative pour les longueurs d'onde au-dessous de 700 nm (< à 700 nm). On note que les deux structures ont une bonne réponse près du spectre infrarouge jusqu'à 1100nm.

La réponse spectrale du photomos est très faible vers la région bleue du fait que les photons ont à croiser les électrodes de polySilicium avant d'entrer dans le Silicium photosensible, et leur trajet moyen libre diminue avec la longueur d'onde. Il est possible de surmonter ce phénomène par un dispositif d'amincissement et un éclairage postérieur. La capacité de stockage de la photodiode est relativement petite vers une large extension de la zone charge-espace.

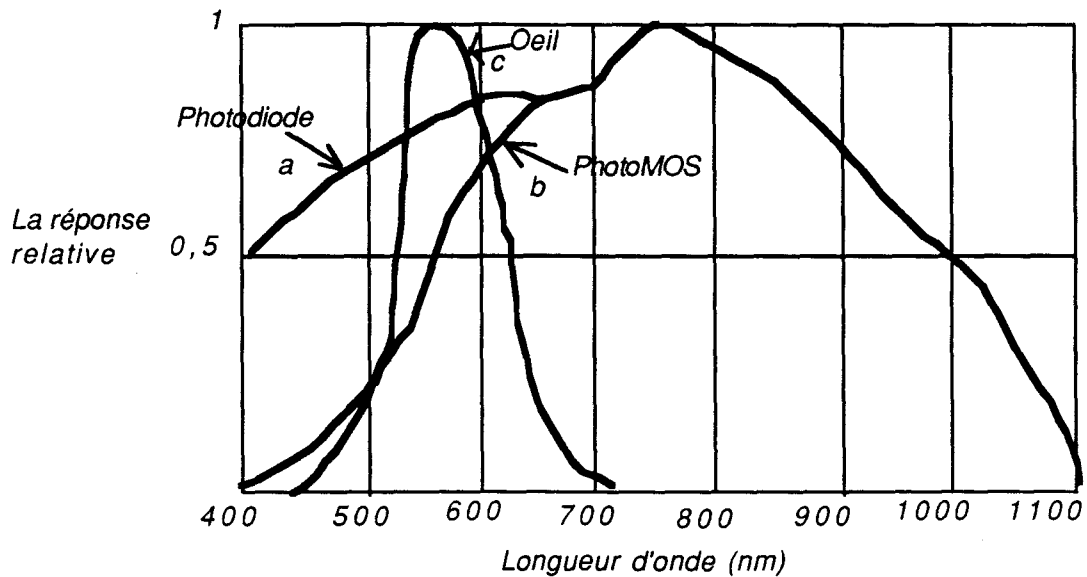
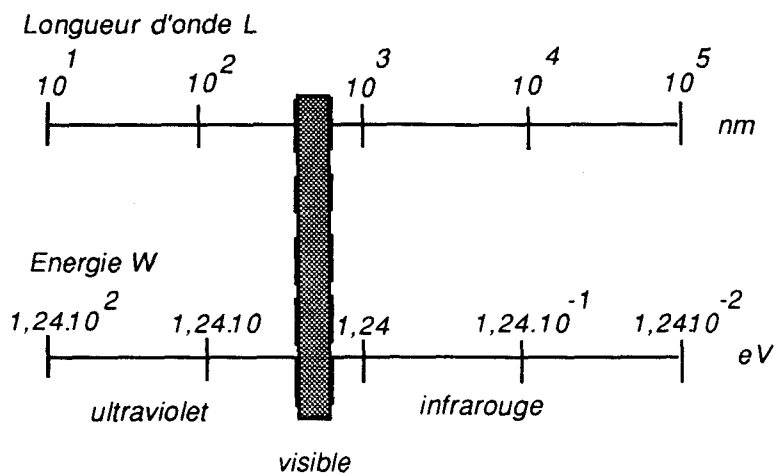


Figure 9- Les réponses spectrales typiques pour :

- a) Une photodiode.
- b) Un photomos.
- c) L'oeil humain , pour référence.



2.3- Non uniformité de la photoréponse (PRNU)

Les variations locales dans les différentes épaisseurs des couches ou dans la géométrie du pixel génèrent des modifications dans le rendement quantique le long de la surface photosensible. Comme résultat , pour un éclairage uniforme, les signaux de charge seront quelque peu différents d'un pixel à un autre.

PRNU dépend de la longueur d'onde de la lumière et de La structure du substrat. Elle exprimée en pourcentage de la tension moyenne.

2.4- La tension de saturation (Vsat)

Vsat est le maximum de la tension du signal de sortie que le senseur peut délivrer. Elle dépend de quelques paramètres de conversion. Ce maximum de tension est limité par la capacité de stockage.

La quantité maximale de photocharges qu'elle peut stocker dans un photoélément est influencée par plusieurs facteurs qui sont largement inter-dépendants. La capacité de stockage du photoélément augmentera avec:

- * L'augmentation dans les dimensions du photoélément ou du registre de transport.
- * L'utilisation d'un modèle à quatre phases au lieu de deux phases.
- * L'utilisation de la technologie à canal-surface au lieu de canal-enterré.
- * L'augmentation des tensions d'horloge.
- * L'utilisation d'une structure-photomos au lieu d'une structure-photodiode.
- La capacité de la diode de sortie , déterminée par la surface de la diode de sortie.
- La tension RAZ .Une petite tension RAZ limite la capacité de manipulation de charges de la diode de sortie.

2.5- La linéarité

Avec les DTC senseurs d'image, la tension de sortie est directement proportionnelle à l'éclairement (Facteur Gamma=1). Mais cette linéarité peut être limitée par des effets secondaires:

- La capacité de lecture non-linéaire (une partie qui est due à la tension dépendant de la capacité de déplétion).
- La non-linéarité de l'amplificateur de sortie, due à l'effet de masse des transistors MOS.

Les effets secondaires résultent des valeurs typiques non-linéaires moins de 1%. A un signal de plus petites valeurs, la non linéarité peut augmenter comme une conséquence de la rémanence des photosites (Voir la section 2.12.).

Quand on approche de la saturation, la linéarité se détériore rapidement.

2.6- Le rendement (efficacité) de transfert de charges (CTE)

Le CTE mesure le pourcentage de charges transférées d'un étage à un autre. Le CTE diminue quand la fréquence d'horloge de commande augmente mais il reste équitablement bon au-dessous de 20 MHz avec le transfert à canal-enterré. Il diminue aussi quand la longueur de la grille augmente, puisque la fréquence maximale d'horloge est inversement proportionnelle à la longueur de la grille.

Le pourcentage de puits de charges transférées après N étages est donné par :

$$(CTE)^N = (1 - e)^N \neq 1 - Ne$$

où e est l'inefficacité de transfert de charges pour un étage.

Le CTE contribue aussi à la limitation du contraste de la fonction de transfert, la résolution sur les derniers pixels sera plus petite que sur les premiers pixels.

2.7- Le signal d'obscurité (Vds)

Vds est généré dans le silicium par les agitations thermiques qui donnent de l'énergie aux électrons de la bande de conduction; ces électrons sont piégés dans les puits de potentiel et assimilés avec le signal. Cette charge thermique est proportionnelle au temps et est une forte

fonction de la température: le signal d'obscurité double pour chaque augmentation de la température de 8 à 10°C (au-dessous de -25°C).

Il est alors important de minimiser la température de fonctionnement des senseurs, et tenir compte que s'il y a plus de charges thermiques, il y a moins de place pour les charges du signal.

La charge thermique est créée non seulement dans les photoéléments mais aussi dans les étages de transfert. En particulier il y aura une augmentation régulière et remarquable dans la quantité de charges thermiques entre la première lecture et les derniers pixels si le temps de lecture est trop long.

2.8- Les sources de bruit

Les valeurs typiques des différentes sources de bruit sont données dans la table 4.

2.8.1- Le bruit photonique

Ce bruit est une conséquence de la nature corpusculaire de la lumière, dont la valeur est égale à \sqrt{Ns} où Ns est le nombre d'électrons dans un pixel. Le bruit photonique constitue la majeure source de bruit aux bas niveaux d'éclairage.

2.8.2- Le bruit temporel ou efficace

Défini comme la fluctuation dans le temps du signal dans un pixel donné dans l'obscurité. Le bruit temporel est généralement quantifié par sa valeur r.m.s. (r.m.s.= racine carrée moyen).

Les contributions principales du bruit temporel sont:

- Le bruit RAZ, introduit quand la diode est chargée à son potentiel de référence, sa valeur r.m.s. est donnée par:

$$\left(\frac{kT}{Cl}\right)^{\frac{1}{2}} \text{ en volts, ou } \frac{1}{q}(kTCl)^{\frac{1}{2}} \text{ r.m.s. électrons.}$$

où k =la constante de Boltzman ; T =la température absolue.

Cl =la capacité de lecture ; q =la charge de l'électron.

Par exemple, à la température ambiante (300 K), le bruit RAZ (en r.m.s. électrons) est environ $400(Cl)^{\frac{1}{2}}$, avec Cl en picofarads.

- Le bruit de l'amplificateur, comprenant le bruit Johnson (thermique) et 1/f le bruit du transistor MOS.

Les autres contributions résultent du:

- Le niveau du signal d'obscurité. Ce courant d'obscurité est un processus aléatoire similaire à l'émission du photon. La contribution de son bruit en r.m.s. est donnée par $(No)^{\frac{1}{2}}$ où No est le nombre d'électrons correspondant au courant d'obscurité.

- Le bruit de transfert, qui est en rapport avec le rendement de transfert et donné par $\sqrt{e.N.Ns}$ où :

N=le nombre d'étages ; e=l'inefficacité de transfert de charges par étage (Voir la section 2.6.) ;
Ns=charge transférée.

2.8.3- Modèle de bruit fixé (bruit stationnaire)

Ce type de bruit est introduit par des fluctuations spatiales dans le signal vidéo. Il a deux origines:

- La première vient des non-uniformités du signal d'obscurité dûes aux non-homogénéités dans le substrat. La solution est d'utiliser des substrats de haute qualité et d'optimiser le processus de recuit pour minimiser ce paramètre.
- La source secondaire comprend des non-uniformités qui sont indépendantes de la température et de l'éclairage ; de même que le temps. L'origine peut être des parasites aléatoires introduit par les horloges, interférences des tensions d'alimentation, or autres sources extérieures.

2.8.4- Le bruit introduit par une charge de polarisation

Si une charge électrique de polarisation est additionnée (comme recommandé pour certains dispositifs pour améliorer l'efficacité de la photodiode du registre de transfert), elle introduira un bruit dans l'entrée de même nature que le bruit RAZ, donné par :

$$400(CIN)^{\frac{1}{2}} \quad (CIN \text{ est la capacité d'entrée en pF}).$$

Si une charge de polarisation est générée par l'éclairage de la photosite, elle introduira un bruit de même type que le bruit de photon, égal à :

$$(N_{bias})^{\frac{1}{2}}, \quad \text{où } N_{bias} \text{ est la charge de polarisation en électrons. Les valeurs du bruit temporel en r.m.s. pour un dispositif à canal-enterré dans les conditions de fonctionnement normales sont données dans la table 4.}$$

Table 4- Les valeurs typiques du bruit temporel.

La source de bruit.		loi de variation	les valeurs (r.m.s. électrons)	conditions
Le bruit du photon.		\sqrt{Ns}	1000 100	$Ns=10^6$ $Ns=10^4$
Le bruit RAZ.		$400 \cdot \sqrt{CI}$	110	$CI=0.08pF$
Le courant d'obscurité.			20	$Vds=0.5mV$ $K=1.4uV/e-$
Le bruit de l'amplificateur transistor (1/f bruit du MOS exclu).		\sqrt{Ndc}	100-200	$BW=1MHZ$
La charge de polarisation.	entrée électrique	$400 \cdot \sqrt{CIN}$	120	$CIN=0.1pF$
	introduction dans les photosites.	\sqrt{Nbias}		$Nbias=5 \cdot 10^5$

2.9- La dynamique

La dynamique est définie comme le rapport de la tension de saturation sur le bruit temporel en r.m.s., exprimée en décibel.

2.10- La résolution et le contraste de la fonction de transfert(CFT)

La résolution spatiale caractérise la capacité du photosenseur à distinguer entre les détails d'espacement dans la scène. Elle est mesurée par la réponse du photosenseur à une combinaison de réseaux de deux paire équidistants noir-blanc (comme utilisé dans les cartes d'essai du T.V.) pour augmenter la fréquence spatiale.

Une limite supérieure à la reproduction correcte d'une même combinaison est la fréquence spatiale du pixel, ou la fréquence de Nyquist, définie comme:

$$FN = \frac{1}{2d}$$

où d = la dimension d'un pixel ; FN en pixels / mm.

Le facteur 2 vient du fait que toujours deux pixels sont nécessaires à échantillonner correctement une paire de barreaux.

Commençant par un contraste 100% à une fréquence spatiale nulle, obtenue de la différence entre les niveaux noirs et blancs sans aucune combinaison, la valeur de ce contraste est progressivement réduit comme la fréquence spatiale.

La courbe du contraste correspondante, où l'amplitude ordinaire est exprimée comme un pourcentage du contraste à fréquence nulle et l'abscisse représente les fréquences spatiales relatives F/FN, définit le contraste de la fonction de transfert (CTF).

La résolution spatiale peut aussi être caractérisée par sa modulation de la fonction de transfert (MFT) obtenue comme CTF mais utilisant une modulation sinusoidale spatiale de la source d'intensité au lieu des raies noires-blanches.

Les facteurs qui affectent la diminution plus ou moins rapide en CTF comme la fréquence spatiale lorsqu'on approche de la limite FN sont:

- La définition géométrique du photoélément: le rapport surface et ouverture.

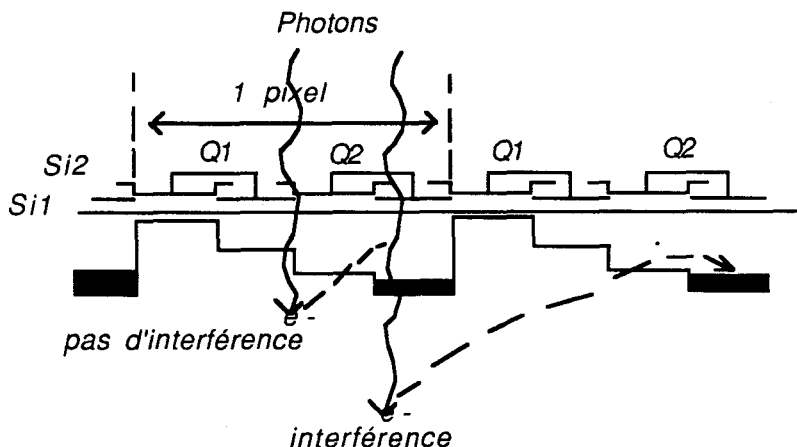


Figure 10-Interférences entre pixels.

- La dégradation de la diffusion porteuse (interférence): car la séparation imparfaite entre les puits de potentiel, quelques électrons générés au-dessous d'un pixel diffuseront vers les pixels voisins. Cet effet sera plus marqué avec les photons de grande longueur d'onde, puisqu'ils sont absorbés dans la profondeur du Silicium.
- L'inefficacité de transfert: ce facteur est petit avec les dispositifs à canal-enterré, à cause de la valeur élevée du CTE.

Les valeurs typiques de CTF à la fréquence de Nyquist (FN) sont de 50% à 70% sauf quand la dégradation est due à la lentille.

2.11- Le débit maximum des données de sortie

La fréquence de sortie est limitée soit par la bande passante de l'amplificateur, ou par la performance rapide des circuits logiques intérieurs.

Les registres de transfert ne sont pas généralement une limitation de la fréquence maximale de sortie.

2.12- La Rémanence (LAG)

C'est l'effet d'une image traînant causée par les photocharges résiduelles (qui restent) à gauche dans un photoélément après l'opération de transfert.

Ce phénomène est constaté pour les sites photosensibles de type photodiode.

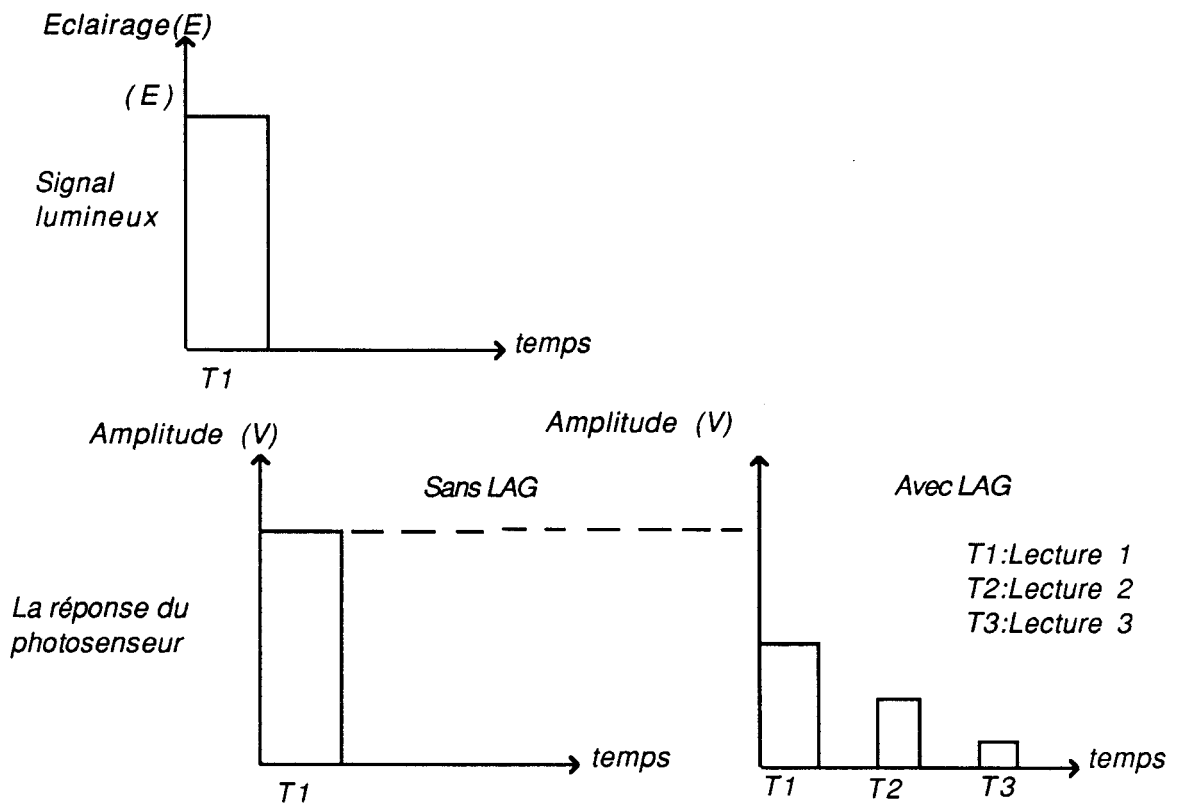


Figure 11-LAG due to a light impulse.

Avec une diode, le puits de potentiel associé contient un nombre infini d'électrons. Dans l'obscurité, la diode établit un équilibre thermodynamique qui fixe le potentiel de la diode à un niveau (L_0) qui est plus grand que le potentiel de l'électrode de stockage (L_1).

Le plus court est la période d'ouverture de l'électrode de transfert, le plus long est le retour à l'équilibre thermodynamique, et par conséquent le plus grand est l'effet LAG.

Avec un photomètre, le puits de potentiel contient un nombre fini d'électrons (générés dans chaque côté par les photons incidents et le courant d'obscurité) qui peuvent être transférés dans les puits voisins. Un bon transfert de charges est caractérisé par un grand CTE qui dépend du temps de prise pour transférer les photocharges d'un puits à un autre. La charge LAG diminue si le temps de transfert (T_{Qp}) augmente.

2.13- La résistance de sur-illumination (anti-éblouissement)

C'est la capacité d'un photoélément saturé à empêcher l'excès de photocharges se répandant sur les photocharges voisines (phénomène de blooming).

Le blooming est généralement localisé dans le puits et peut se produire avec les scènes contenant des illuminations locales très fortes.

La diffusion (propagation) des photocharges apparaît comme une tache blanche ou un trait sur le moniteur de T.V.

On utilise deux structures majeures antiblooming:

a) Structure verticale

Une diffusion profonde est construite pour permettre aux charges supplémentaires d'être tirées vers le substrat, où elles peuvent se recombinaer.

b) Structure horizontale

Une diode (diode antiblooming) est implantée à chaque photosite et est séparée du puits de potentiel par une électrode de contrôle. Cette électrode est polarisée pour ajuster la barrière de potentiel entre les photocharges et la diode antiblooming à un niveau très bas que le puits de potentiel séparant deux puits voisins, de sorte que tous l'excès de charges débordent dans la diode antiblooming. La polarisation de l'électrode de contrôle de l'antiblooming détermine donc le niveau de saturation. Cette solution est adaptée du fait qu'elle ne réduit pas la sensibilité près de l'infrarouge.

Introduction

Les DTC senseurs d'image linéaires contiennent une seule ligne de photoéléments associés aux registres à décalage pour le transfert de charges et un ou plusieurs amplificateurs de sortie. Ils sont utilisés soit dans les systèmes fixes (par exemple la spectroscopie, la météorologie), où une seule ligne est analysée, ou dans l'analyse à deux dimensions . Dans le dernier cas, un système type balayage est demandé pour analyser l'image comme une succession de lignes par un déplacement relatif du senseur et la scène (par exemple systèmes télécinématiques, contrôle industriel, observation terrestre, satellite: c'est le défilement du satellite qui crée le balayage, etc ...).

3.1- Le réseau photosensible

Les photoéléments sont faits de N réseaux photosensibles séparés par une barrière d'isolation. L'ouverture verticale est définie par un bouclier d'aluminium. Une capacité MOS est associée à chaque photodiode pour augmenter sa capacité maximale de stockage. Une électrode inverse MOS polarise la diode et crée le puits de potentiel pour stocker les charges .

3.1.1- Le transfert du photoélément vers le registre à décalage

Le transfert de charges du photoélément jusqu'au registre à décalage est effectué par une électrode de transfert, qui crée une barrière de potentiel variable entre les deux. Cette barrière entre les photodiodes et les registres à décalage est contrôlée par un signal d'horloge extérieur, l'horloge de transfert (Q_p), qui détermine la période d'exposition.

Pendant l'exposition de l'image (le temps d'intégration) les photodiodes sont isolées du registre à décalage et polarisées pour accumuler les photocharges.

Quand Q_p est mise à 12 volts, la zone de stockage est isolée du puits de potentiel créé au-dessus de l'électrode du registre à décalage et alors aucun transfert ne peut avoir lieu .

Quand Q_p est atteinte une tension maximale (13 volts) elle induit un puits de potentiel pour constriure le photoélément et le puits de potentiel du registre à décalage. La charge est transférée du photoélément au registre à décalage si les puits sont successivement très profonds.

Pour satisfaire cette condition, le registre à décalage a une structure à canal-enterré pour une polarisation de +12 volts sur son électrode (comptée par Q_T) introduit une profondeur de puits autour de 20 volts. Le substrat au-dessous de Q_p a une structure à canal-surface parceque la profondeur de son puits est faible pour une même tension de polarisation. Le photoélément est polarisé à une faible tension.

3.1.2- Le transfert de charges le long des registres à décalage

Une fois les photocharges vidées des photodiodes et chargées dans les registres à décalage, le réseau de la photodiode est prêt pour intégrer de nouveaux paquets de charges

lorsque celles qui viennent d'être vidées sont transférées séquentiellement le long des registres à décalage. ceci est effectué en accord avec le principe de transfert à deux phases.

Aux côtés extérieures des deux registres à décalage sont disposés des registres fictifs qui protègent les registres principaux des charges parasites dues à un éclairage latéral.

3.1.3- L'étage de sortie

Il y a deux architectures de base du capteur dépendant de la fréquence maximale exigée dans la sortie .

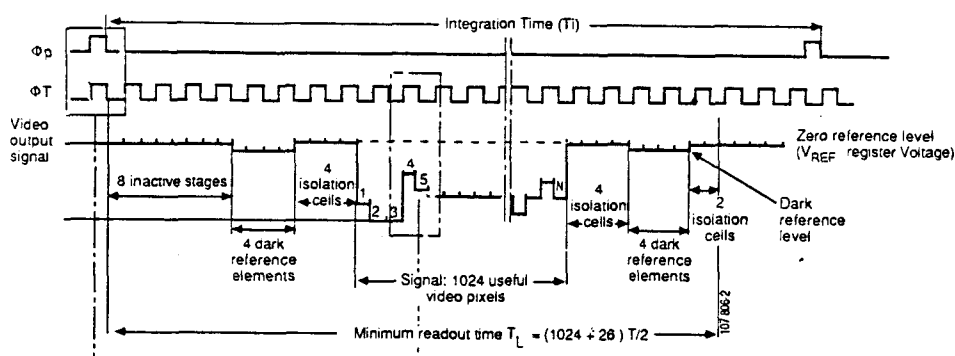
La différence essentielle dans l'architecture pour les senseurs à moyenne et à grande vitesse est que l'intérieur a un circuit interne pour le multiplexage pour combiner l'élément impair et pair des registres à décalage dans un seul canal. Dans ce cas le débit des données est deux fois la fréquence de transport. Comme le circuit de multiplexage est plus difficile à incorporer dans une plage de fréquences de 10 MHz, les senseurs de grande vitesse ont séparé les étages de sortie de l'amplificateur .

3.2- Les caractéristiques du signal de commande

La figure 12 montre les diagrammes de temps des horloges de commande ϕ_p et ϕ_T et le signal de sortie résultant dans le mode normal (avec toutes les horloges intérieures utilisées).

La période d'intégration (T_i) est déterminée par le front descendant de deux impulsions consécutives de ϕ_p . C'est donc le temps maximum permis pour pointer la sortie des registres à décalage avec l'horloge ϕ_T . Le nombre réel des étages contenus dans le registre est égal au nombre de photoéléments, plus quelques cellules d'isolement et les éléments d'obscurité de référence à chaque fin.

Les éléments d'obscurité de référence sont protégés des éléments qui reproduisent le signal de tension. Les cellules d'isolement séparent les références d'obscurité des éléments photosensibles .



La figure 12- Les diagrammes de temps pour les horloges de commande ϕ_p et ϕ_T et le signal de sortie résultant.

3.2.1- Les modes de fonctionnement facultatifs

- L'horloge d'entrée reset extérieure (QReset)

Donne la possibilité de remettre à zéro (reset) l'étage de sortie (voir figure 13).

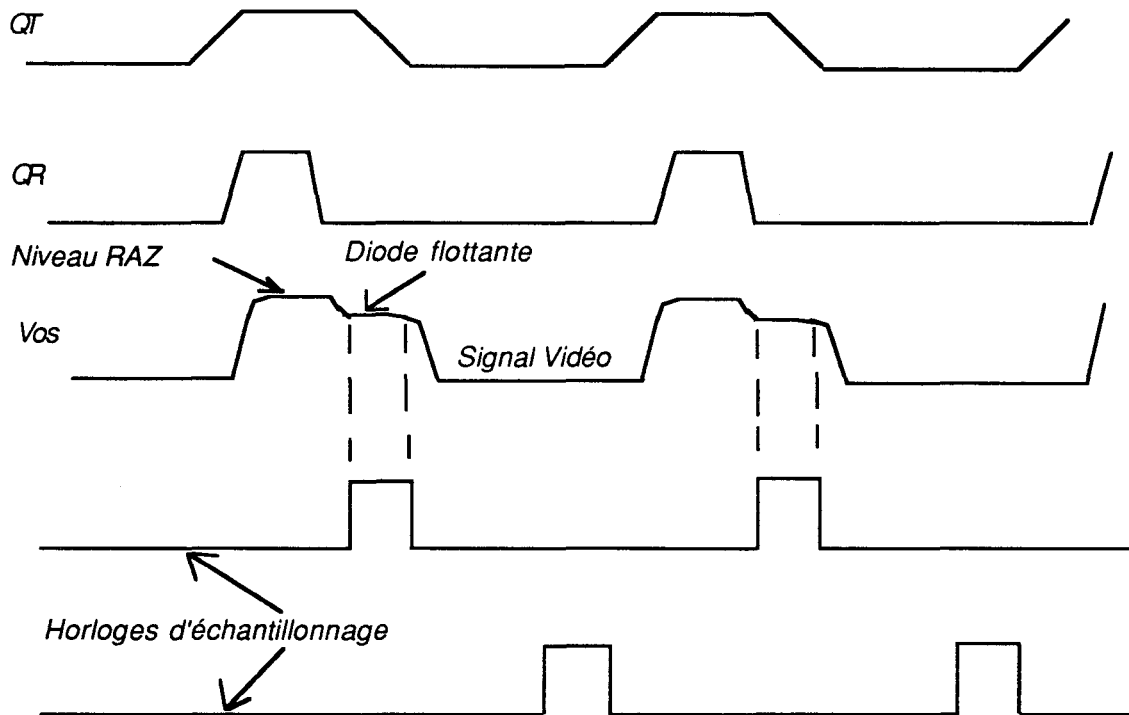


Figure 13-Le diagramme de temps pour un fonctionnement corrélé et double échantillonnage.

- L'horloge d'inhibition intérieure échantillonneur-bloqueur

Demande le renvoi d'un signal de sortie non échantillonné (par exemple si un échantillonnage extérieur en nécessitait).

- La fonction du pixel apparié (ADD)

Quand elle est validée, elle combine les paires de pixels pair et impair dans un signal de sortie commun, pour que le senseur exerce efficacement comme si le nombre des photoéléments étaient divisés en nombre mais doublés dans la taille. C'est parfois utile pour augmenter la réponse du senseur aux dépens de la résolution.

Montage

Introduction

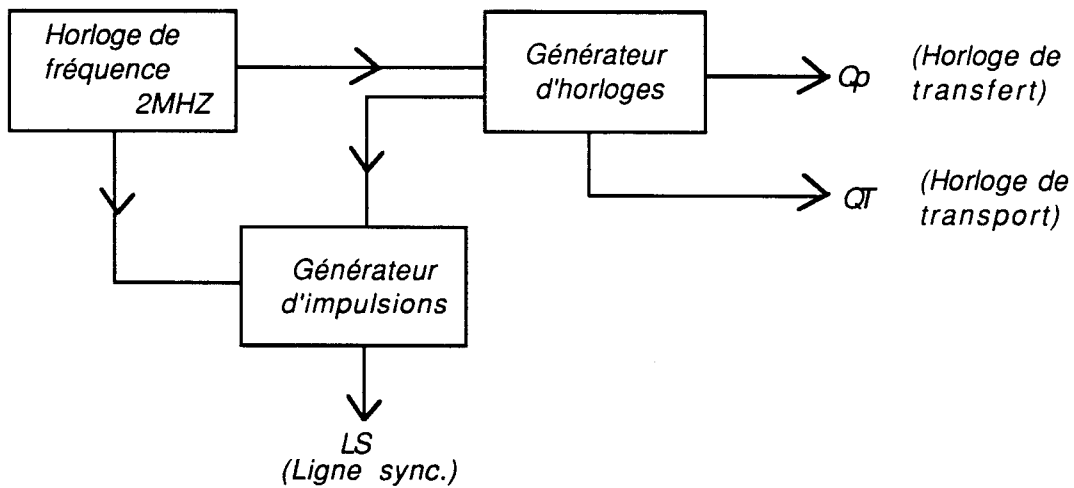
Maintenant nous aborderons la partie consacrée à la conception d'un montage capable de convertir un signal lumineux en un signal de tension. On utilise une barrette CCD senseur d'image formée de 1728 pixels et avec antiblooming (TH 7811 de la marque thomson).

Pour plus d'informations sur celle-ci se référer à la notice du constructeur .

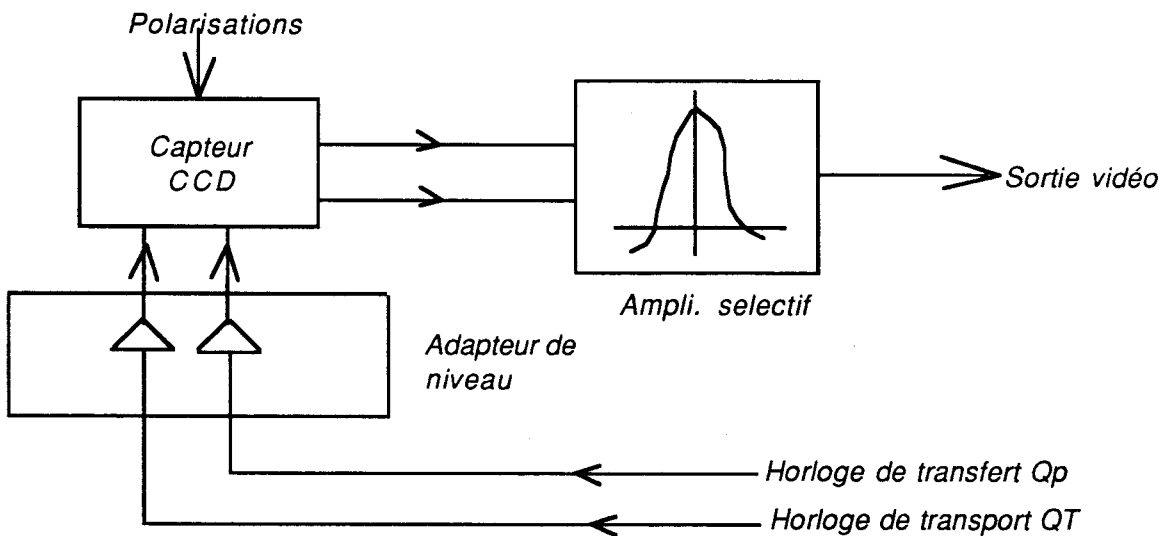
4.1- Le montage

4.1.1- Le synoptique

a) Le synoptique pour la génération d'horloges QT et Qp



b) Le synoptique pour piloter le capteur CCD



4.1.2- Les entrées

- Deux tensions continues extérieures (+5 volts ; +15volts).
- Une horloge extérieure de commande.

4.1.3- Les sorties

- Un signal vidéo adapté à 50 Ohms.
- Un signal de synchronisation de ligne.
- Un signal de synchronisation de pixel.

La carte demande seulement deux tensions extérieures continues (+5 et +15 volts) et fournit tous les signaux de commande et les polarisations nécessaires. En conjonction avec le capteur d'image utilisé, il délivre un signal vidéo, ainsi que les signaux de synchronisation de "ligne" et "pixel".

4.2- Les réglages

Il y a 2 réglages possibles :

- Le temps d'intégration (ou d'éclairage).
- Le temps de visualisation du signal vidéo.

Le temps d'intégration est ajusté pour contrôler la quantité de lumière reçue et alors adapter la scène d'illumination.

Le temps de visualisation du signal peut être ajusté comme une fonction du temps d'intégration et le mode de fonctionnement choisi.

4.3- Description du montage

Le schéma est donné sur les figures 14 et 15. Une horloge extérieure de fréquence 2 MHz ou un oscillateur (74 HC04) avec une sortie TTL contrôle la sortie de visualisation de la phase de transfert Q_t , ainsi que la synchronisation de la phase intérieure Q_p avec Q_t . La fréquence de l'oscillateur est quatre fois celle de l'horloge de transfert Q_t et deux fois la fréquence du signal de synchronisation du pixel. La division de la fréquence est assurée par les bistables U8 et U6 (74HC74). Le temps d'intégration est défini par les fronts qui s'élèvent du monostable U6(74HC221). Le signal de sortie vidéo (V_o) est filtré par un filtre passe-bas U3 (OP 64) de fréquence de coupure $f_c=1$ MHz qui élimine les bruits introduits par le circuit d'échantillonnage intégré à l'intérieur du capteur (TH7811).

Le niveau moyen de sortie continue du CCD varie selon le capteur (+7 à +11volts). Le niveau continu sur l'entrée inversée de l'amplificateur U3(OP 64) peut être ajusté en utilisant le potentiomètre P2 (4.7 kohms).

4.4- Les valeurs typiques de polarisation

$V_{DD}=V_H=14.29$ volts ; $V_T=V_{GS}=V_{TP1}=6.72$ volts ; $V_A=4.25$ volts. Ces tensions réalisent un fonctionnement optimum indépendant du capteur utilisé et aucun réglage de ces valeurs n'est nécessaire.

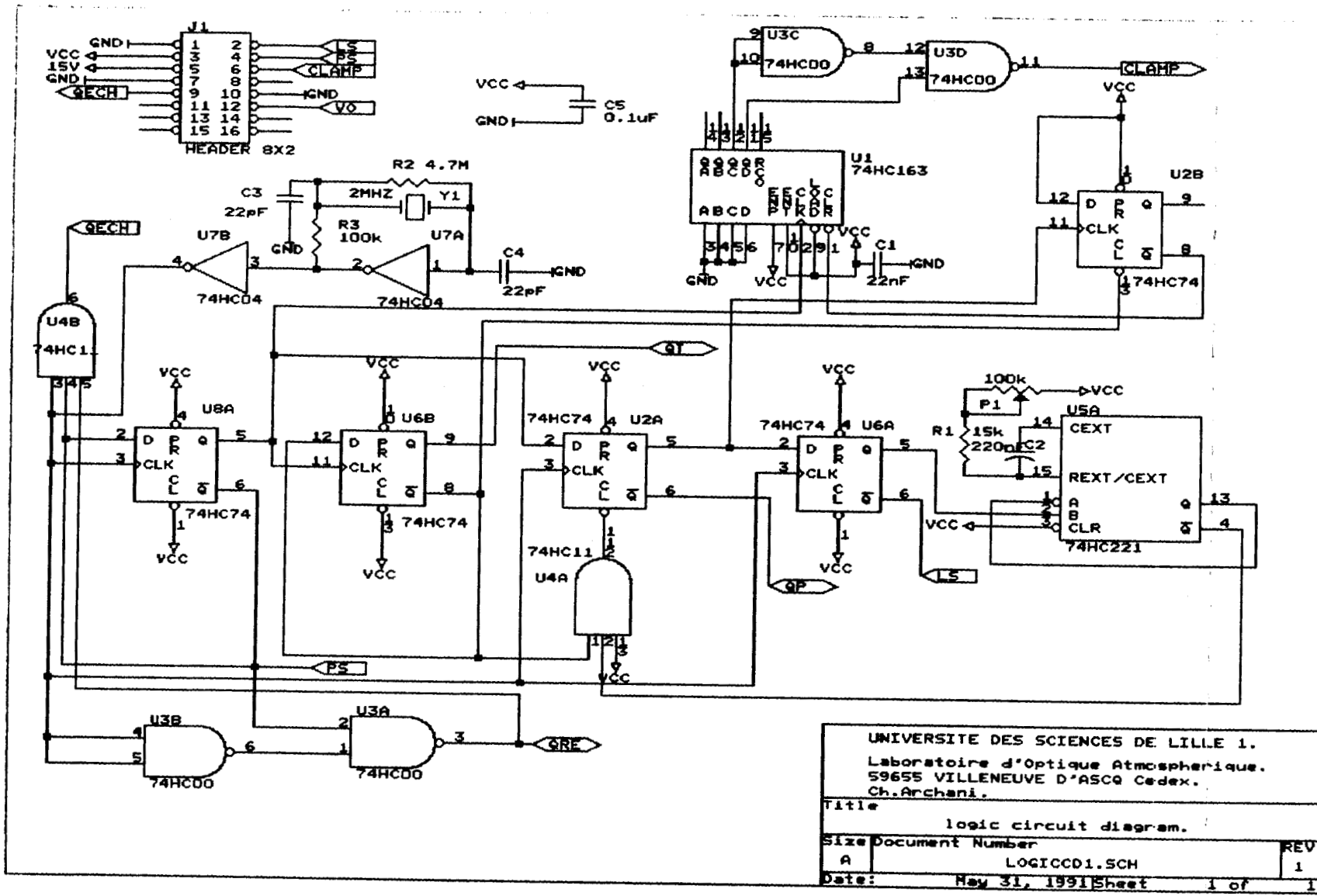


Figure 14

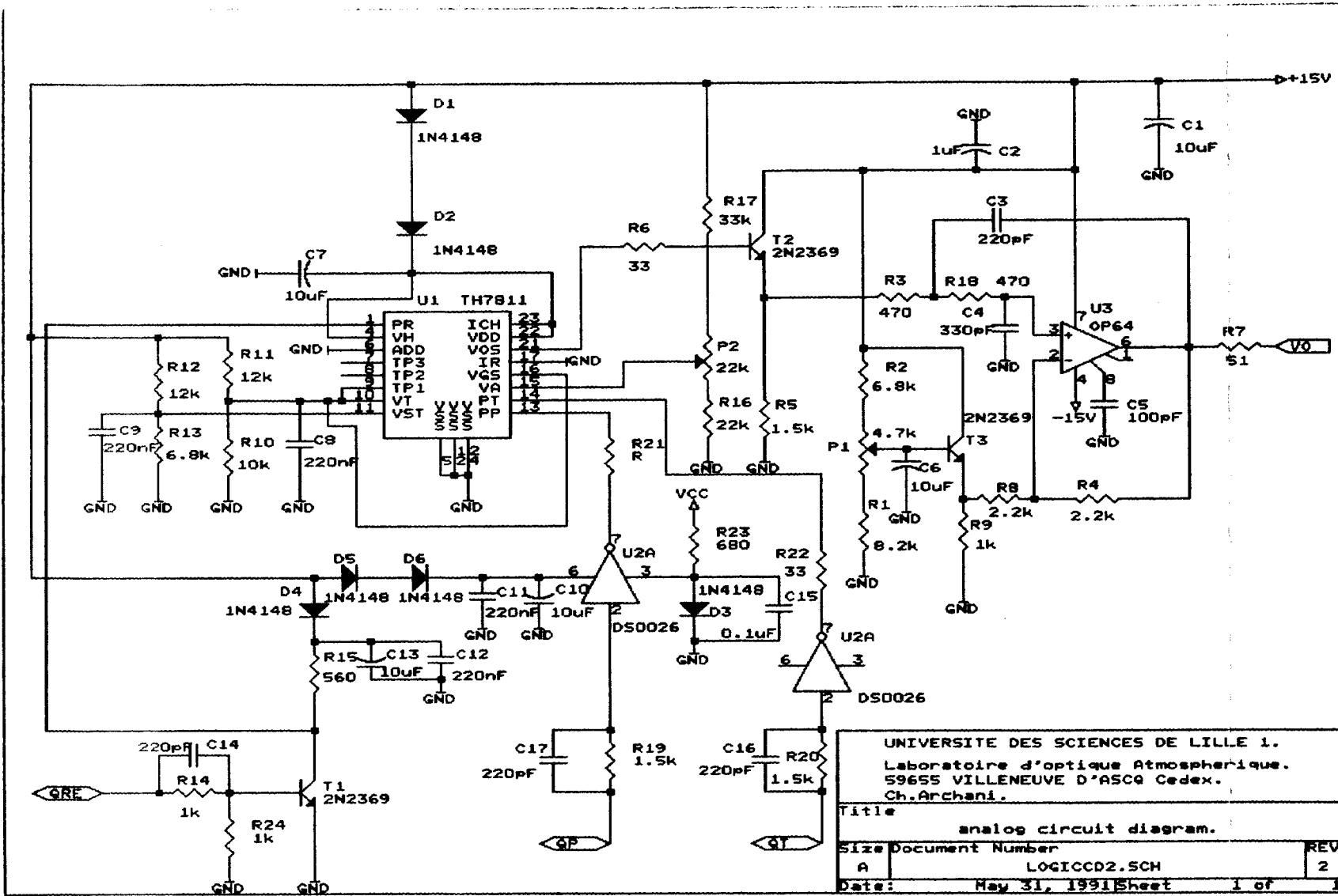
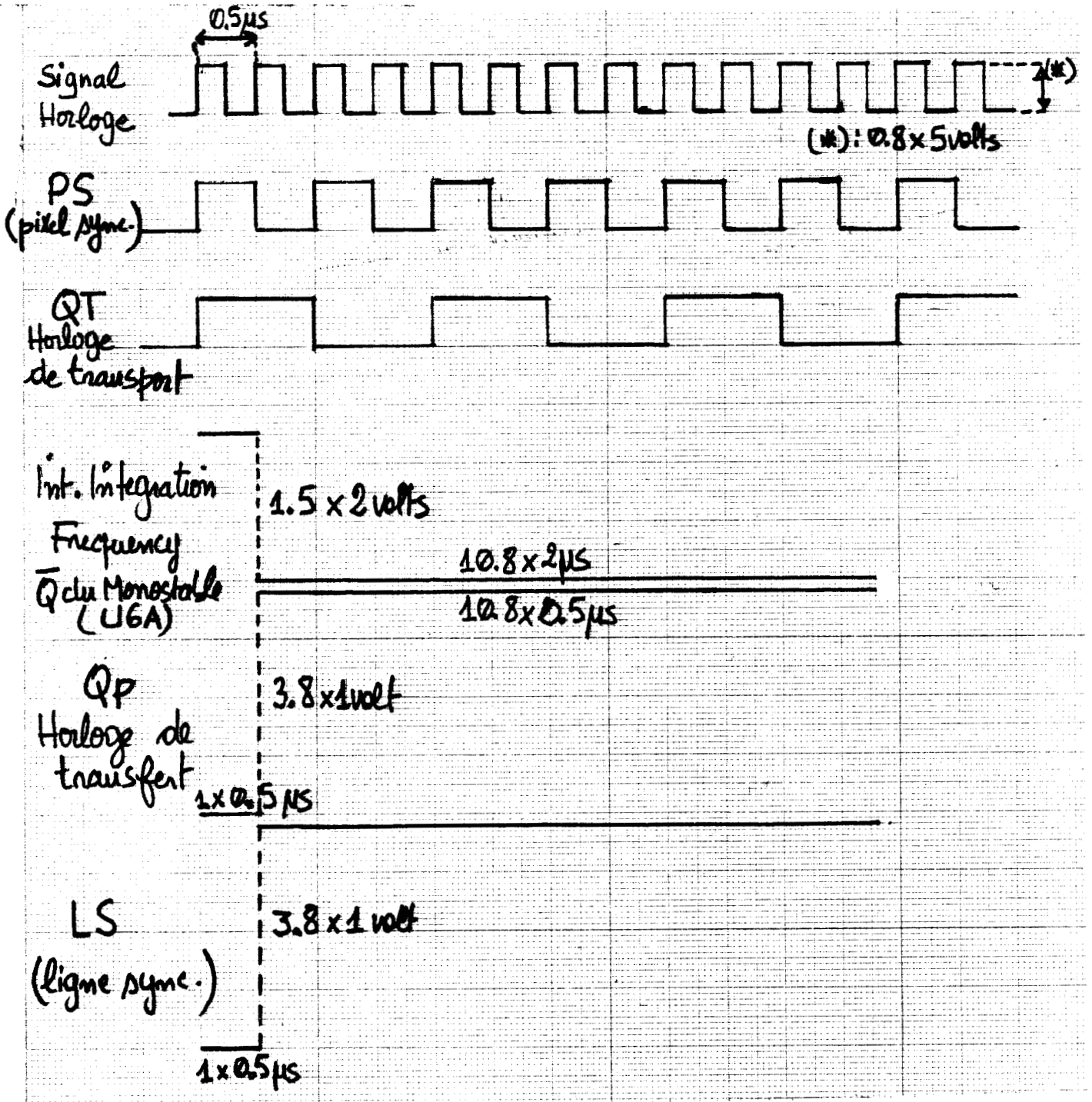


Figure 15

Essais électriques

Cette partie consiste à faire des essais électriques sur le montage montré dans la partie

2. Les résultats obtenus sont donnés sous la forme de diagrammes de temps situés au-dessous.

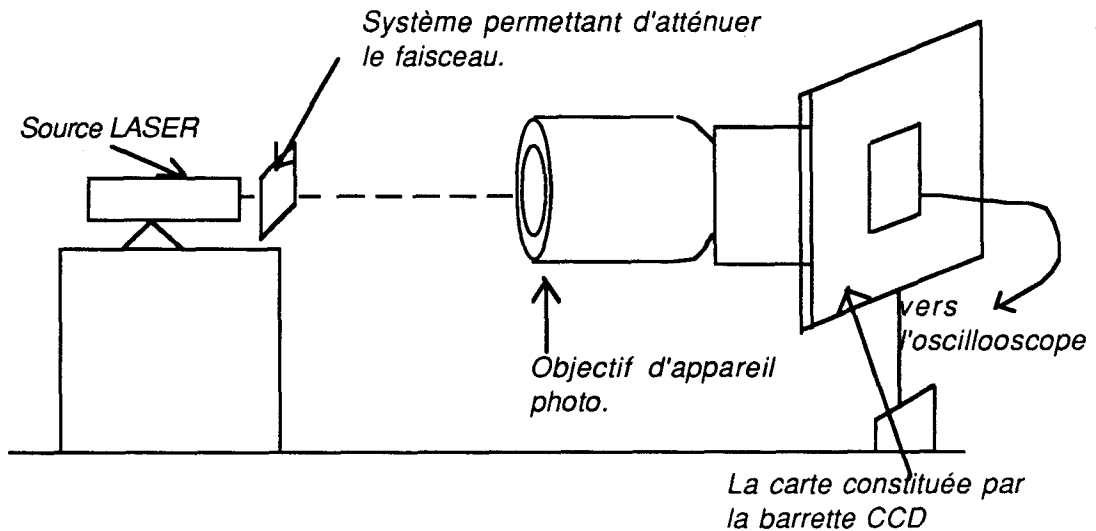


Essais optiques

Pour faire ces essais, on utilise de plus un objectif d'appareil photographique. On lie cet objectif à la barrette CCD après avoir mis un filtre, puis on fait les réglages nécessaires afin d'obtenir un bon signal.

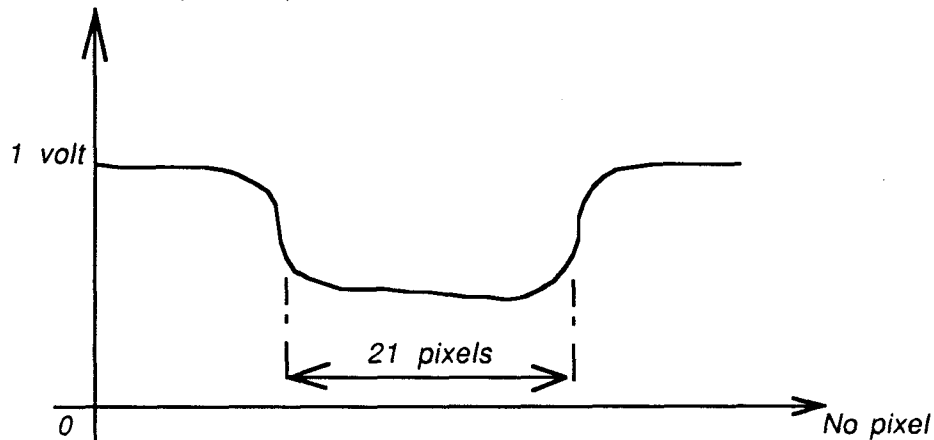
Expérience 1

Dans cette expérience, la source de lumière est un LASER.



Le signal obtenu à l'allure suivante:

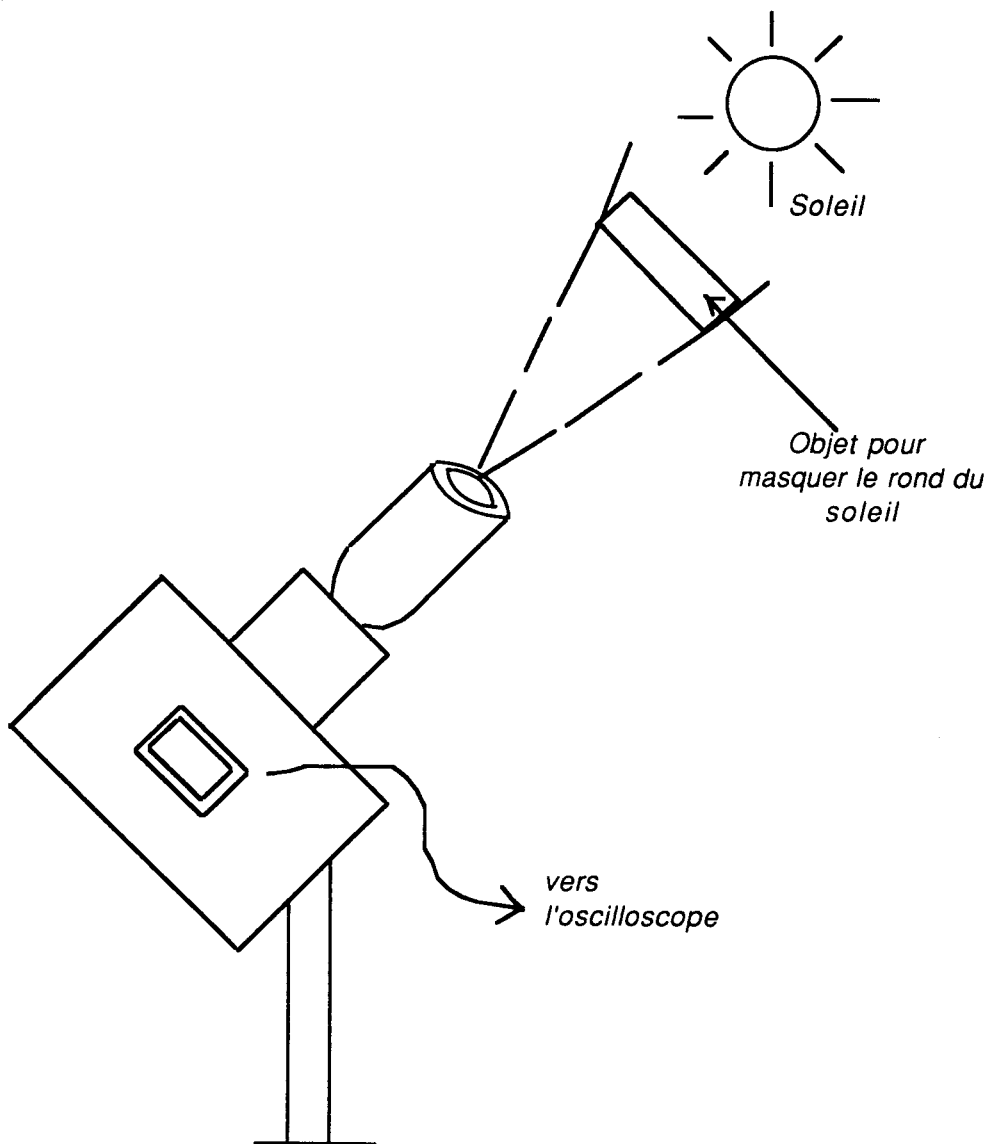
Le signal vidéo V_{os} (en volt)



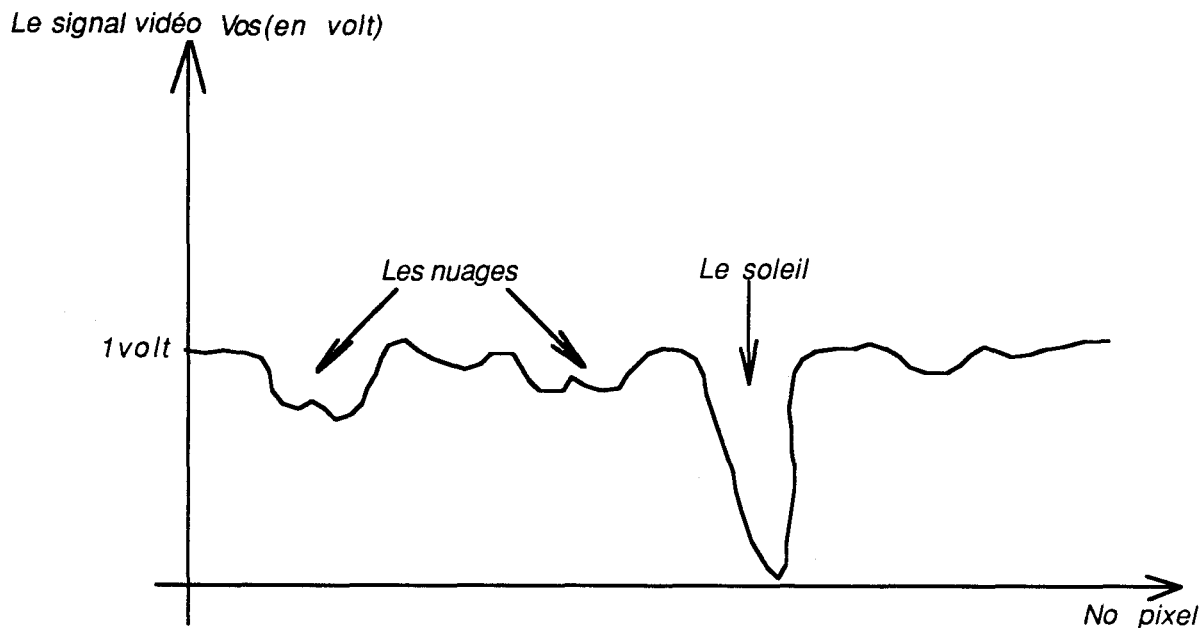
Expérience 2

C'est la même expérience que la précédente mais cette fois-ci on utilise le soleil comme source de lumière.

Montage



On obtient un signal qui fluctue car l'intensité lumineuse varie d'un instant à un autre du fait qu'il y a de petits cumulus de beau temps.



Conclusion

Notre travail consistait à réaliser le montage figurant dans la partie 2 et à faire des essais électriques et optiques pour tester respectivement le bon fonctionnement de ce montage et la faisabilité de la barrette CCD.

L'expérience et les essais ont montré que l'utilisation d'une barrette CCD avec antiblooming dans un instrument visant le soleil ne présentait pas d'inconvénients majeurs.

La précaution doit être prise de masquer le disque du soleil à l'aide d'un "shadower".

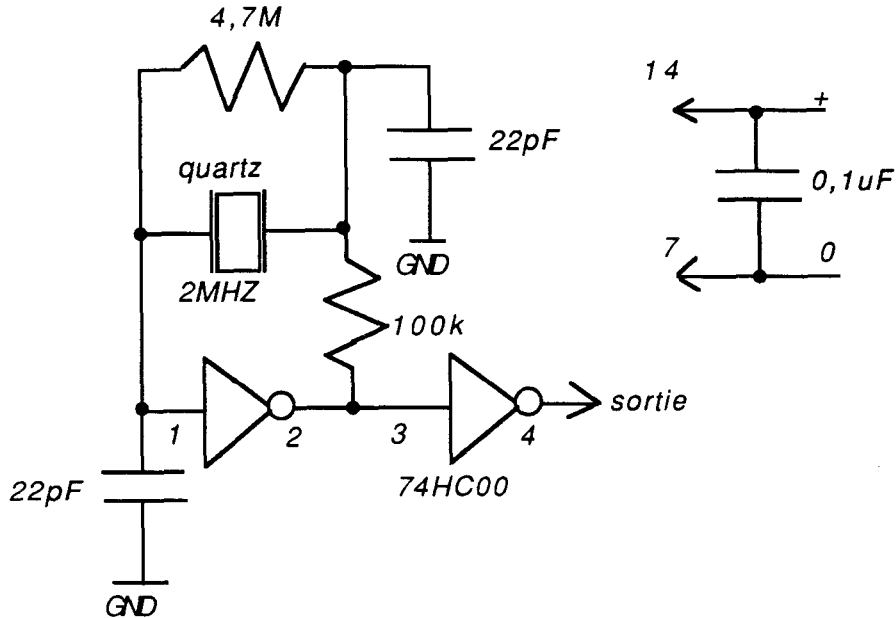
L'image obtenue de la couronne solaire sur la barrette CCD s'avère tout à fait exploitable.

L'étape suivante consistera à réaliser la numérisation des signaux et à étudier les réponses de manière plus précise.

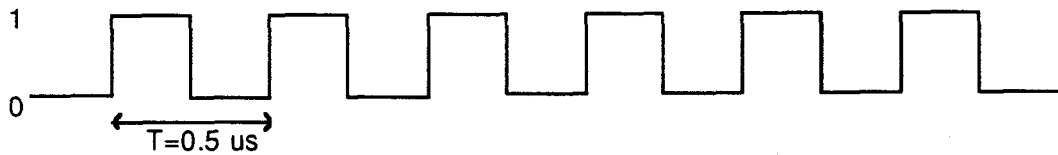
Annexes

Calcul des éléments du montage

Pour avoir un signal d'horloge à l'entrée de fréquence de répétition de 2 MHz, on utilise le petit montage suivant:



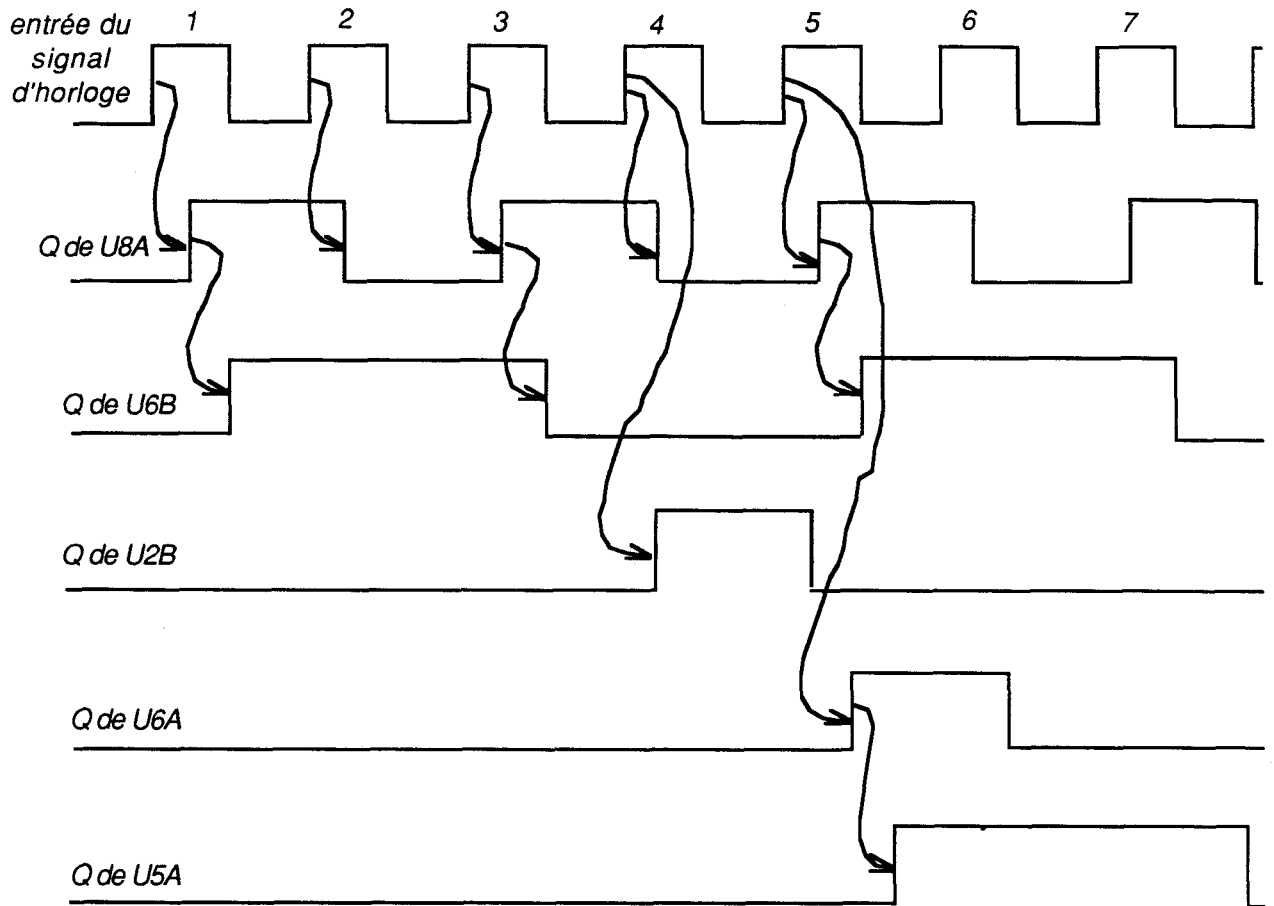
Ce circuit génère le signal d'horloge suivant :



Ce signal d'horloge est appliqué à l'entrée du montage (voir Les figures 14 et 15). Initialement, les bascules et le monostable sont à l'état 0 avant qu'arrivent les impulsions d'horloge .

Le monostable n'a qu'un état stable (normalement $Q=0$ et $\bar{Q}=1$) état dans lequel le monostable demeure tant qu'un signal d'entrée ne vient pas le déclencher. Dès que le monostable est déclenché, ses sorties passent dans l'état opposé ($Q=1$ et $\bar{Q}=0$). Le monostable conserve cet état dit quasi stable pendant une durée t_p , fixée par une constante de temps $RT.C3$ (avec $RT=R1+x.P1$).

Forme d'ondes



Initialement les bascules et le monostable sont à l'état 0, de sorte que les $Q=0$. Les entrées de la porte logique ET sont toutes à 1, sa sortie est à 1. La bascule U8A commute à chaque front montant du signal d'horloge, la bascule U6B commute à chaque front montant de la sortie Q de la bascule U8A, les bascules U2B et U6A commutent à chaque front montant du signal d'horloge et le monostable U5A commute à chaque front montant de la sortie Q de la bascule U6A.

Lorsque l'entrée RAZ (CL) de la bascule U2B est à 0, $Q=0$ et la bascule demeure dans cet état quelque soit son entrée D.

Conclusion

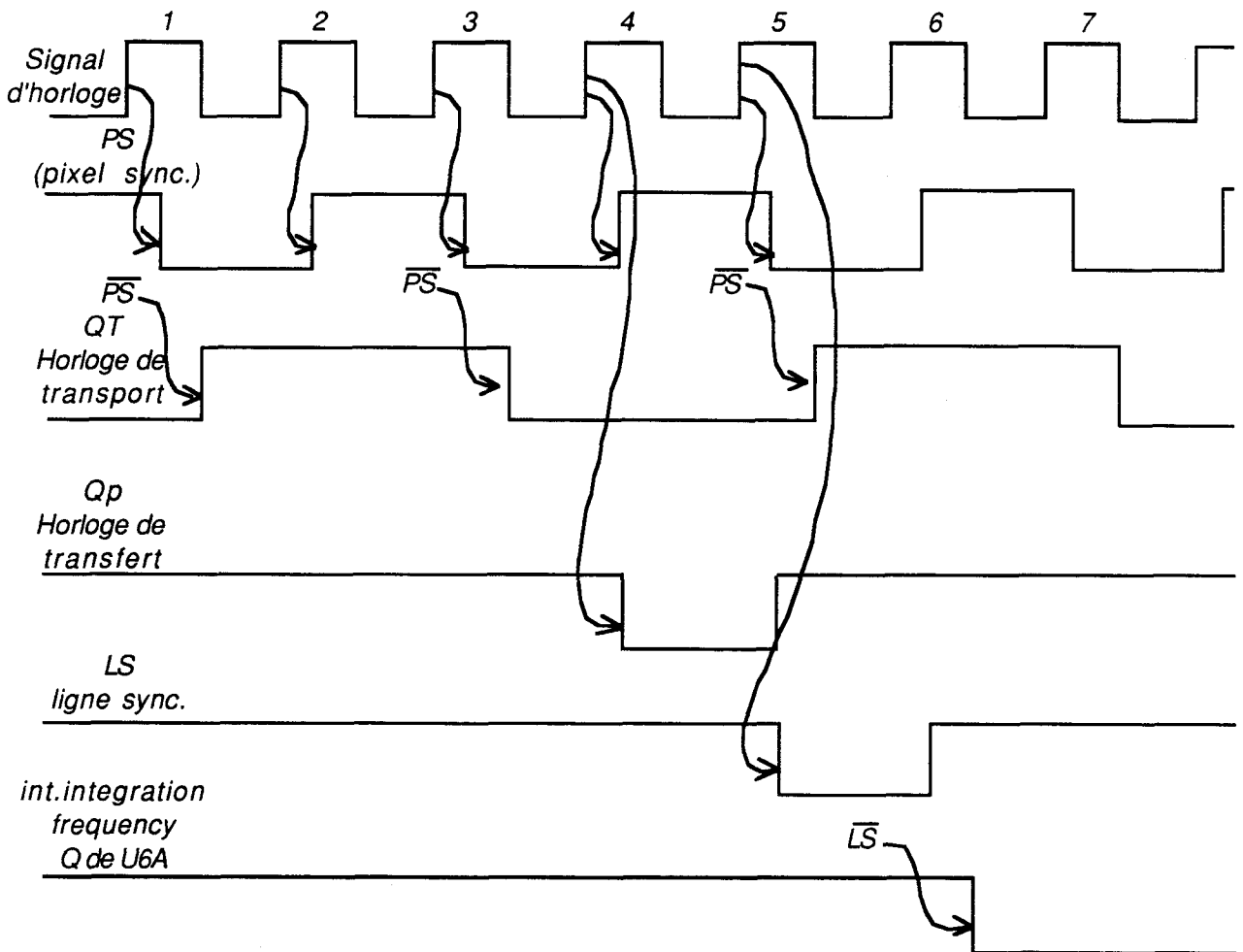
- * La forme d'onde de sortie Q de la bascule U8A a une fréquence exactement deux fois plus petite que celle du signal d'horloge.
- * La forme d'onde de sortie Q de la bascule U6B a une fréquence exactement égale à la moitié de celle de Q de U8A, donc exactement égale au quart de la fréquence d'horloge.

Donc, le circuit formé par les bascules U8A et U6B en plus d'être un diviseur de fréquence, est un compteur binaire MODULO_4.

* Pour les bascules U2B et U6A se sont des générateurs d'impulsion.

* Le monostable U5A génère une impulsion d'une durée de $t_p \approx RT \cdot C3$.

En définitive la forme des signaux:



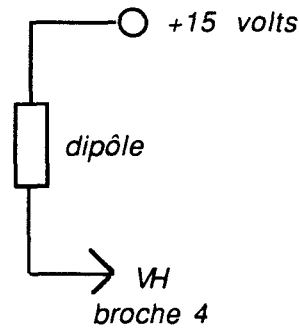
La barrette CCD est un circuit intégré de 24 broches (TH 7811).

Caractéristiques continues

* Sur la broche 4, il faut réaliser la condition suivante:

$$13.5 \leq V_H \leq 14.5 \text{ volts}$$

Puisqu'on utilise une tension continue de +15 volts, on lie d'abord cette broche à un dipôle pour atteindre une tension V_H comprise entre 13.5 et 14.5 volts



Si on prend comme dipôle, une diode redresseuse de tension de seuil égale à 0.6volt.
La tension aux bornes de la broche 4 sera :

$$VH = 15 - 0.6 = 14.4 \text{ volts .}$$

Cette valeur est encore loin de valeur souhaitée. De plus si on branche en série une deuxième diode qui a les mêmes caractéristiques que la diode précédente, on aura:

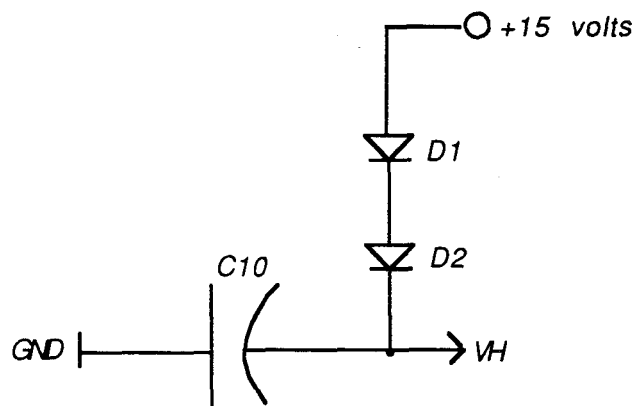
$$VH = 15 - 2 \times 0.6 = 13.8 \text{ volts .}$$

Donc, on atteint une valeur comprise entre 13.5 et 14.5volts.

En définitive: on va prendre comme dipôle deux diodes en série et de type 1N4148.

Mais il y a encore un problème, la tension d'alimentation n'est pas rigoureusement constante à cause des parasites et des chutes de tension créées par les courants consommés dans les circuits. En branchant un condensateur entre la ligne d'alimentation et la masse on élimine les variations de tension qui pourraient perturber le fonctionnement du montage. Eneffet, le condensateur, grâce à son energie accumulée apporte une certaine "inertie" à la tension. En cas de brève variation de l'alimentation, le condensateur n'a pas le temps de modifier sa charge et maintient la tension constante. Pour remplir correctement son rôle, le condensateur doit être connecté au plus près du circuit afin qu'il ne puisse pas y avoir de chute de tension entre le découplage et le montage lui-même .

on aura comme résultat:

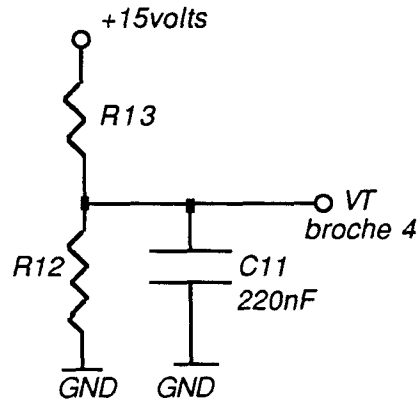


* Sur la broche 10 , il faut que :
 $6 \leq VT \leq 6,8 \text{ volts .}$

sachant que :- La tension d'alimentation = +15 volts.

- Le courant d'entrée dans cette broche, $I_e=2\mu A$.

On prend un pont diviseur de résistances connecté au circuit comme suit:

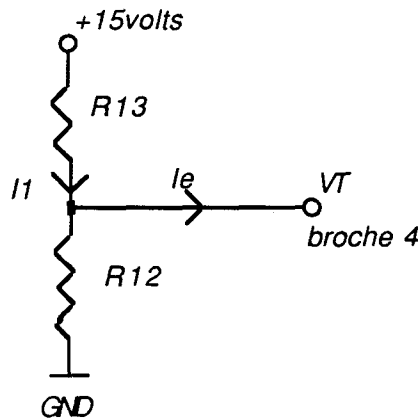


On utilise un condensateur de découplage pour les mêmes raisons que dans le cas précédent. Calculons R12 ET R13 .

Données

$6 \leq V_T \leq 6,8 \text{ volts}$.

- La tension d'alimentation = +15 volts.
- $I_e=2\mu A$, courant d'entrée dans la broche 10.



Puisqu'on a un pont diviseur : $I_1 \gg I_e$.

On prend $I_1 = 350 \times I_e = 350 \times 2\mu A = 700 \mu A$.

$$\begin{cases} R_{13} = \frac{15 - V_T}{I_1} \\ R_{12} = \frac{V_T}{I_1} \end{cases} \quad \text{Or} \quad 6 \leq V_T \leq 6,8 \text{ volts} .$$

$$\begin{cases} 11,7k \leq R_{13} \leq 12,9k \\ 8,6k \leq R_{12} \leq 9,7k \end{cases} \quad \text{on prend} \quad \begin{cases} R_{13} = 12k \\ R_{12} = 10k \end{cases}$$

* Sur la broche 16 , il faut que :
 $5,5 \leq V_T = V_{GS} \leq 6,8 \text{ volts}$.

Une solution: on connecte la broche 16 à la broche 10.

* Sur la broche 11 il faut :
 $5,5 \leq VST \leq 7 \text{ volts}$.

De même on utilise un pont diviseur.

Données

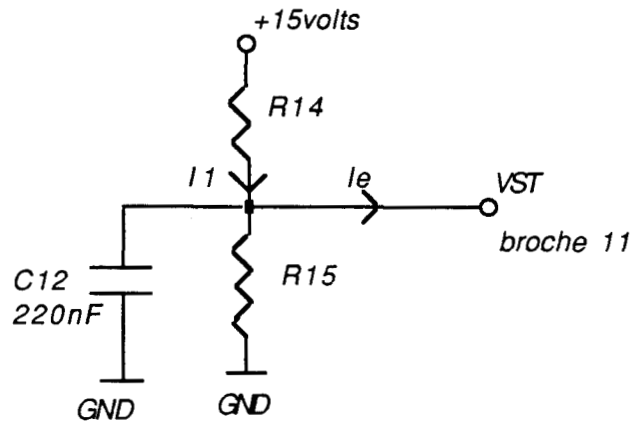
- La tension d'alimentation = +15 volts.

- $5,5 \leq VST \leq 7 \text{ volts}$.

- $I_e = 2 \mu\text{A}$.

Approximation: $I_1 \gg I_e$.

On prend $5,5 \leq VST \leq 7 \text{ volts}$.



$$\begin{cases} R14 = \frac{15 - VST}{I1} \\ R15 = \frac{VST}{I1} \end{cases} \quad \text{Or} \quad 5,5 \leq VST \leq 7 \text{ volts} .$$

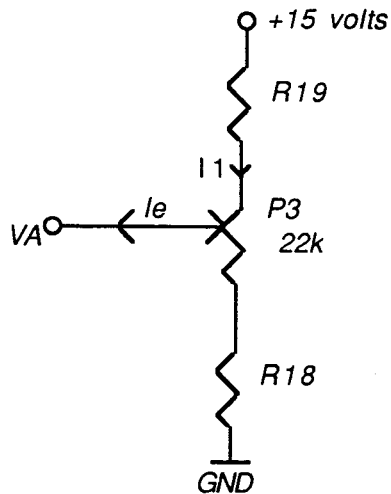
$$\begin{cases} 11,4\text{k} \leq R14 \leq 13,6\text{k} \\ 7,9\text{k} \leq R15 \leq 10\text{k} \end{cases} \quad \text{On prend} \quad \begin{cases} R14 = 12\text{k} \\ R15 = 6,8\text{k} \end{cases}$$

* Sur la broche 22, on doit avoir $13,5 \leq VDD \leq 14,5 \text{ volts}$.

Comme $13,5 \leq V_H \leq 14,5 \text{ volts}$, on connecte la broche 4 à la broche 22.

* Sur la broche 15, on doit avoir $3 \leq V_A \leq 9 \text{ volts}$.

On utilise le pont diviseur suivant :



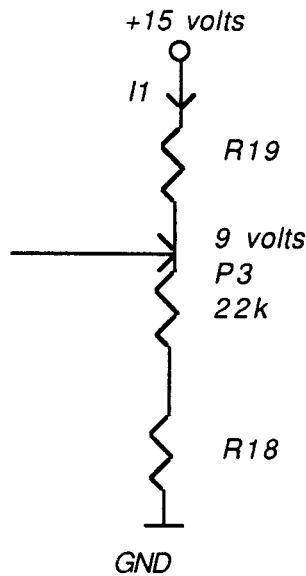
Calculons: R18 et R19.

Données

- P3=22k.
- La tension d'alimentation=+15 volts.
- $I_e=2\mu A$.
- $I_1 \gg I_e$.

On prend $I_1 = 100 \times I_e = 200 \mu A$.

Pour $V_A=+9$ volts, on aura la configuration suivante:



$$R19 = \frac{15 - 9}{I_1} = \frac{15 - 9}{200} = 30k$$

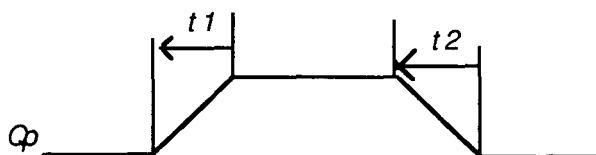
On prend la valeur normalisée la plus proche donc , R19=33k.

$$R18 + P3 \approx \frac{9 - 0}{I_1} = 23k.$$

On prend la valeur normalisée la plus proche d'où , R18=22k.

Caractéristiques de l'horloge de commande

Sur la broche 13 de la barrette CCD, on doit avoir une horloge de transfert Q_p d'amplitude variant entre 12 et 13 volts. Q_p a l'allure suivante:



Sachant que: $50 \text{ ns} \leq t_1$; $t_2 \leq 100 \text{ ns}$.

On utilise un amplificateur pour amplifier le niveau TTL en une tension de +15 volts. On prend un DS0026(U2A).

Sur la broche 14 on doit avoir aussi un signal d'horloge d'amplitude variant entre 12 et 13 volts et qui a la forme suivante:

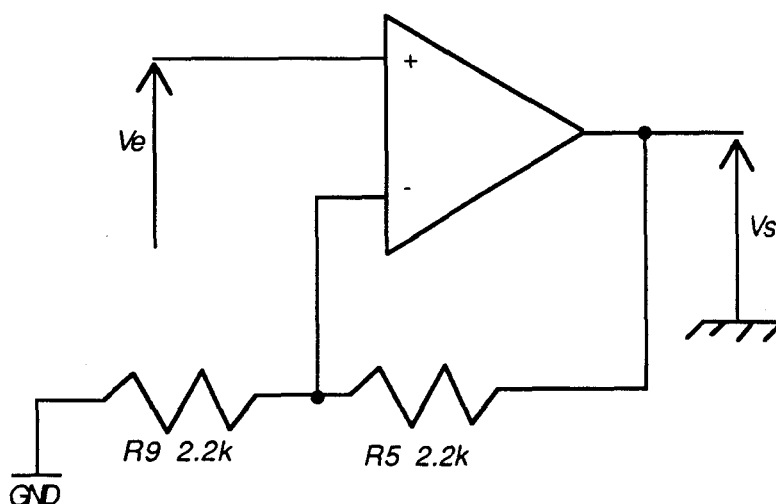


Sachant que : $50 \text{ ns} \leq t_3$; $t_4 \leq 100 \text{ ns}$.

De même on utilise le circuit précédent (DS0026) pour avoir ce signal hologe.

Le signal qui nous interesse, c'est le signal vidéo (Vos) qui sort de la broche 21 de la barrette CCD. Pour diminuer les oscillations de Vos on utilise une résistance série R6 de 33ohms et afin d'abaisser l'impédance de sortie de cette barrette on utilise un transistor T2 de type 2N2369, monté en collecteur commun. Le signal vidéo se trouve aux bornes de l'emetteur de T2 puis il est appliqué à l'entrée d'un filtre passe-bas à amplificateur opérationnel(OP64, circuit U3).

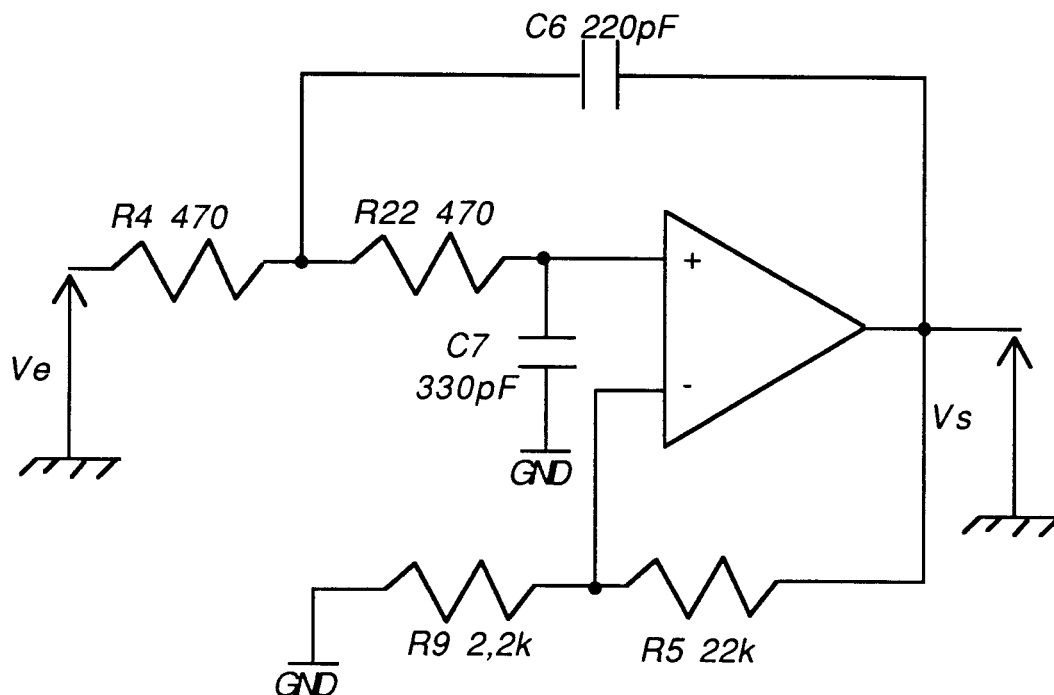
Calcul du gain



$$G = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_5}{R_9} = 1 + \frac{2,2}{2,2} = 2$$

Calcul des éléments du filtre

Montage



On pose :

$$K = 1 + \frac{R5}{R9} = 2$$

La fonction de transfert du filtre:

$$H = \frac{Vs}{Ve}$$

$$H = \frac{\frac{K}{R_4 R_{22} C_6 C_7}}{p^2 + p \left[\frac{1}{R_4 C_6} + \frac{1}{R_{22} C_6} + (1-K) \frac{1}{R_{22} C_7} \right] + \frac{1}{R_4 R_{22} C_6 C_7}}$$

$$p = j\omega$$

$$\omega = 0 \Rightarrow H_0 = K = 2$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow H = 0 \quad . \text{ Il s'agit bien d'un filtre passe-bas.}$$

La fréquence de coupure:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_4 R_{22} C_6 C_7} \right) \approx 1,1 \text{ MHz}$$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- (1) A two-dimensional numerical Approach to Achieve a Silicon BCCD cell Optimal Design.
IEEE transactions on electron devices, vol.35, No.9, Septembre 1988.
- (2) G.W.Taylor and P.K.Chaterjee, "A device model for buried-channel C.C.D.'s and MOSFET's with Gaussian impurity profiles, "IEEE trans-Electrons Devices, vol.ED.27, pp.199-208, Jan.1980.
- (3) P.K.Chaterjee and G.W.Taylor, "Optimum scaling of buried -channel C.C.D.'s"IEEE Tans.Electron Devices, vol.ED-27, pp.553-562, Mai 1980.
- (4) T.P.Lesterand D.L.Pulfrey, "A new method based on the superposition principale for the calculation of the two-dimensional potential in a buried-channel charge coupled device, "IEEE Trans.Electron Devices, vol.ED-31, pp.999-1001, July 1984.
- (5) G.C.Herman, C.D.Hartgring,and M.Kleefstra, "Calculation of potentia profiles in junction charge coupled device, "IEEE Trans.Electron Devices, vol.ED-25, pp.845-848, July 1978.
- (6) K.TaniKawa, H.Sei, and O.Ohtsuki, "the design consideration on a meander-channel C.C.D., "IEEE Trans.Electron Devices, vol.ED-27, pp.1766, Sept.1980.
- (7) J.Y.Chen and C.R.Viswanathan, "Barrier lowering in short-channel C.C.D.'s, "IEEE Trans.Electron Devices, vol.Ed-29, pp.1588-1593, Oct.1982.
- (8) J.Y., "An interative two dimensional model fo designing V.L.S.I.C.C.D.'s, "IEEE Trans.Electron Devices, vol.ED-30, pp.1135-1142, Sept.1983.
- (9) C.Hastings, Approximations for Digital Computers.Princeton, NJ:Princeton Univ.Press, 1955.
- (10) M.J.Howes and D.U.Morgan, Charge-Coupled Devices and systems.New YorK:Wiley, 1979.
- (11) M.Carquet, Ph.D.dessertation, Uni.de Sciences et Techniques du Languedoc, Montpellier, France, 1985.

