

HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

1015

NICE du 1^{er} au 5 JUIN 1981

APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE. (THEME N° 13).

P. BAYLE, P. LEDU, A. RIVIERE, G. VERNAY

THOMSON-CSF - DASM - 06802 CAGNES SUR MER - FRANCE

RESUME

Les composants à transfert de charges peuvent être utilisés, en traitement du signal, comme calculateur spécialisé à faible consommation et à encombrement réduit.

Dans le domaine de l'Acoustique sous-marine, nous présentons quelques applications d'un filtre transversal à pondérations figées et d'un filtre transversal programmable, dans des systèmes de détection embarqués.

La réponse impulsionnelle du filtre de 512 étages à pondération figée, est un signal à fréquence F de phase quadratique et d'amplitude modulée selon une pondération de DOLPH-TCHEBYSCHIEFF à 32 coefficients ($B.T = 134$; nombre moyen d'échantillons par période = 4). La qualification du composant dans la gamme de température 0°C ; 80°C a été réalisée. Pour une basse fréquence d'échantillonnage, nous montrons que la tenue en température des caractéristiques du filtre dépend du taux de génération thermique de porteurs, caractérisé par le courant d'obscurité s'exprimant en nA/cm^2 . Pour des valeurs de ce paramètre inférieures à $20 \text{ nA}/\text{cm}^2$, la dynamique, en compression d'impulsion pour une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz est supérieure à 80 dB dans toute la gamme de température. Le filtre transversal réalise ainsi le traitement cohérent, par compression d'impulsion, d'un signal de 3 kHz de bande et de durée 44 ms , de même que l'analyse spectrale, par CZT, sur 72 points avec une résolution de 25 Hz d'un signal de fréquence centrale $2,8 \text{ kHz}$.

Une maquette comprenant un module "compression d'impulsion", deux modules "Analyse spectrale" (pour détection asynchrone), ainsi que les filtres de pré-échantillonnage et les signaux de commande associés, a été réalisée sur l'équivalent de 1 carte au format européen de $233,4 \times 220 \text{ mm}$, pour une consommation de 4W : soit un gain en volume par rapport à une solution numérique équivalente de 2 et un gain en consommation de 5.

Nous présentons ensuite, un filtre transversal à 128 étages, programmable 0 ou 1. Ses caractéristiques électriques sont discutées dans le sens d'une plus grande dynamique pour une meilleure immunité aux variations des tensions d'alimentations.

Enfin dans l'optique d'une intégration croissante et d'une plus faible consommation des matériels réalisés, le principe d'un opérateur de test de décision pour un système de détection, est exposé.

SUMMARY

Charge transfert devices, may be used, in signal processing as low power and high density specialized operators.

We introduce, a 512 stages split electrodes transversal filter and a programable transversal filter which have potential applications in submarine acoustical detection systems.

The 512 stages CCD impulse response is a chirp waveform with a DOLPH TCHEBYSCHIEFF amplitude modulation ($BT = 134, \frac{F_e}{F_0} = 4$).

For low clock frequency, we point out that the dark current determines the stability of CCD's characteristics in the range 0°C , 80°C .

With a 11 kHz sample rate, dark current values about $20 \text{ nA}/\text{cm}^2$ allow dynamics in pulse compression mode greater than 80 dB in this range of temperature. Pulse compression ($B = 3 \text{ kHz}$, $T = 44 \text{ ms}$). CZT spectral analysis (25 Hz resolution, 72 points number) anti-aliasing filters and associated clock generators are fitted on a $220 \times 220 \text{ mm}^2$ area with a 4W power consumption. Compared with an equivalent numeric solution, surface area and power consumption are improved respectively by 2 and 5.

We introduce next, a 128 stages binary programable filter. Its characteristics are discussed to improve dynamic and power supplies variations immunity.

At last, in order to integrate and reduce power dissipation of our systems, a test decision operator is discussed.



I - INTRODUCTION

Les composants à transfert de charges peuvent être utilisés en traitement du signal comme calculateur spécialisé. Lorsqu'une opération de filtrage est parfaitement définie, le filtre transversal à électrodes-coupées [1] offre l'intérêt d'une solution à faible consommation, haute densité, et lorsque les quantités sont suffisamment importantes, à bas prix. Le filtre transversal programmable [2], [3], allie ces avantages à une plus grande souplesse d'utilisation.

Les principes et les différentes technologies de réalisation de tels dispositifs ont déjà fait l'objet de nombreuses publications [4], [5].

Nous proposons dans cet article quelques réflexions concernant la stabilité, dans une gamme de température et de fréquence étendue, des caractéristiques électriques d'un filtre de 512 étages pour compression d'impulsion ainsi que d'un filtre programmable 0 ou 1 de 128 étages.

Nous présentons enfin, quelques applications de ces composants dans un système de détection en acoustique sous-marine [6].

La réalisation d'un module de compression d'impulsion et d'analyse spectrale sur porteuse utilisant le filtre transversal du type "lentille" est décrit, de même que le principe d'un opérateur de décision utilisant le filtre programmable. Gain en consommation et en volume apparaissent alors comme le point fort des composants à transfert de charges par rapport à des solutions numériques équivalentes.

2 - CARACTERISTIQUES ET QUALIFICATION DES COMPOSANTS

L'utilisation de filtres à transfert de charge en surface dans des matériels embarqués nécessite la stabilité de leurs caractéristiques dans une gamme de température étendue. Les spectres basses fréquences des signaux à analyser conduisent à utiliser certains filtres avec des fréquences de transfert de quelques kHz. Pour de telles fréquences d'échantillonnage une parfaite maîtrise du taux de génération thermique de porteurs est indispensable au maintien des caractéristiques des composants dans la gamme de température 0°C, 80°C.

Les comportements en température et en fréquence des composants utilisés font l'objet des réflexions suivantes :

2-1 Filtre transversal pour compression d'impulsion

a) description

La structure du filtre est présentée sur la fig.1

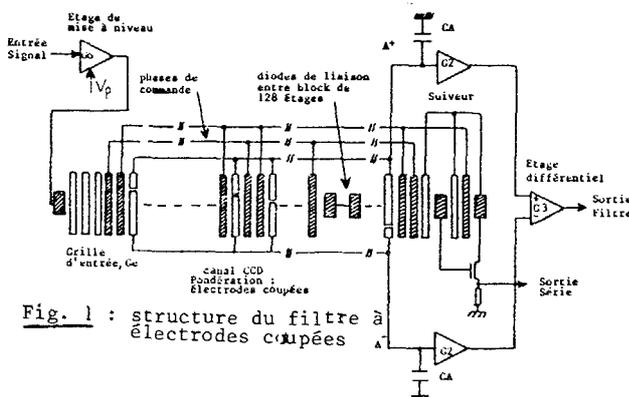


Fig. 1 : structure du filtre à électrodes coupées

Le circuit est réalisé dans une technologie MOS double grille silicium et canal N.

L'étage d'entrée permet le contrôle du fond moyen de charge circulant dans le registre par l'intermédiaire d'une tension extérieure V, le signal d'entrée étant pris à valeur moyenne nulle. La conversion tension-charge est ensuite réalisée au niveau de la grille G_E par échantillonnage de la diode d'entrée [7]. Deux signaux en opposition de phase commandent le transfert des charges dans le registre ; le passage d'un étage au suivant exigeant ainsi deux transferts.

Les coefficients de la réponse impulsionnelle sont réalisés selon la technique des électrodes coupées [1]. Si l'on note L⁺(k) et L⁻(k) les longueurs des électrodes de rang k connectées aux points A et A', x(k) le coefficient de l'étage correspondant et W la largeur du canal analogique, coefficients et longueur des électrodes sont reliées par l'expression suivante :

$$L^+(k) = \frac{W}{2} + \frac{W}{2} x(k) \quad (1)$$

La lecture des charges est réalisée en maintenant constante la tension de la grille de stockage au moment de l'arrivée des charges signal sous celle-ci. On intègre alors le courant de déplacement induit dans la source d'alimentation de la grille par l'arrivée des charges. On peut lire ainsi sur les capacités CA- une tension proportionnelle à la charge signal. Après i transferts, la variation de charges lue aux points A' et A est décrite par :

$$\Delta Q_A^+(i) = C_e \sum_{k=0}^{N-1} \frac{L^+(k)}{W} (e^{(i-k)\Delta V_e} + \Delta V_e) \quad (2)$$

La variation de charges injectée dans le registre vaut C_e (e(t) + ΔV_e) où C_e est la capacité canal-grille d'entrée G_e.

Après l'étage différentiel et compte tenu des différents gains numérotés sur la fig. 1, l'expression du signal en sortie filtre est :

$$V_s(i) = G_0 G_2 G_3 \frac{1}{CA} (\Delta Q_A^+ - \Delta Q_A^-)$$

$$V_s(i) = G_0 G_2 G_3 \frac{C_e}{CA} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{(i-k)} \quad (3)$$

Le gain du filtre est déterminé par le rapport de la capacité canal-grille d'entrée à la capacité de lecture des charges en A' et A.

Le filtre est adapté à un signal modulé linéairement en fréquence. La réponse impulsionnelle est décrite par l'expression :

$$x(k) = \cos \left[\left(2\pi k_0 - \frac{\pi BT}{N} \right) k + \frac{\pi BT}{N^2} k^2 \right] D(J) \quad (4)$$

Les paramètres du filtre sont les

suivants :

- . nombre d'étage N = 512
- . quantité d'information du code BT = 134,3
- . nombre moyen d'échantillons par période

$$k_0 = \frac{F_0}{F} = 0,25$$

- . pondération de DOLPH TCHEBYSCHEFF D(J), J ∈ [1,32]

APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13)

Cette pondération a été déterminée de façon à assurer une réjection des lobes secondaires de 30 dB, moyennant une réduction du gain de traitement de 0,7 dB.

Dans ces conditions l'amplitude du pic de compression, pour une capacité d'entrée de 1,1pF et un signal n'excédant pas 0,75V crête, est tel que :

$$V_s = 0,59 \frac{\sum_{k=0}^{N-1} x^2(k)}{C_A} V_e \text{ crête}$$

avec $\sum_{k=0}^{N-1} x^2(k) = 170,27$

Des capacités de 35 pF permettent d'obtenir une amplitude crête en compression d'impulsion de 2V.

b) Réponse impulsionnelle et inefficacité de transfert

L'inefficacité de transfert est une limitation spécifique des composants à transfert de charge.

Elle se traduit par le fait qu'au moment de la commutation des signaux de commande, une certaine quantité de charge se trouve laissée en arrière [7].

La valeur de l'inefficacité de transfert, ϵ , (par transfert élémentaire) dépend principalement de la fréquence d'échantillonnage et modifie la réponse impulsionnelle du composant de la façon suivante :

$$X(k) = \sum_{j=0}^k x(j) D_j^k \tag{5}$$

avec $D_j^k = \frac{k!}{(k-j)!j!} (1 - p \epsilon)^j (p \epsilon)^{k-j}$

$X(k)$: nouvelle réponse impulsionnelle

p : nombre de phases de transfert

Pour de basses fréquences d'échantillonnage, l'inefficacité de transfert est inférieure à $2 \cdot 10^{-4}$, compte tenu de ce résultat le calcul théorique (fig. 2b) permet de rendre compte de l'atténuation des hautes fréquences remarquées sur la fonction de transfert expérimentale (fig. 2a).

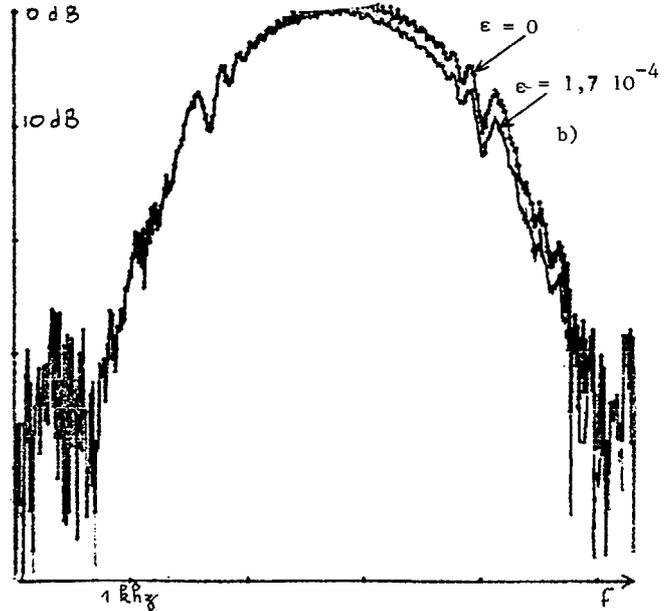
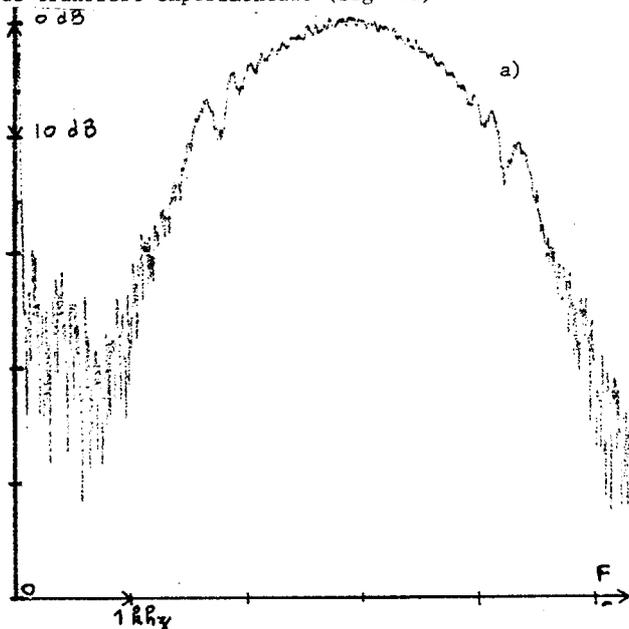


fig. 2 : fonction de transfert du filtre.

- a) expérimentale
- b) théorique.

Pour un signal d'entrée $e(t)$ de produit bande durée égale à $B T$ le gain de traitement, g , du filtrage adapté vaut :

$$g = B T \frac{\left[\sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^*(k) \right]^2}{\sum_{k=0}^{N-1} X^2(k) \sum_{k=0}^{N-1} e^2(k)} \tag{6}$$

Le calcul de la réponse impulsionnelle en fonction de l'inefficacité de transfert permet d'évaluer les variations du gain de traitement et de la dynamique respectivement à 0,4 dB et 2,6 dB pour une valeur de ce paramètre de : $5 \cdot 10^{-4}$ (fig. 3).

Des simulations de compression d'impulsions pour différentes valeurs de ϵ sont présentées sur la fig. 4.

Les dégradations des caractéristiques du filtre associées à des valeurs de ϵ supérieures à $5 \cdot 10^{-4}$ peuvent être annulées par modification du masque. La réponse impulsionnelle théorique est obtenue par écriture de nouvelles pondérations $y(k)$ obtenues en inversant la formule 5).

$$y(k) = \frac{1}{(1 - p \epsilon)^k} \sum_{j=0}^k (-1)^{k-j} C_j^k (p \epsilon)^{k-j} x(j)$$

C_j^k représente les coefficients du binôme.

Cette opération restitue le gain de traitement du code au dépend d'une réduction de dynamique. Celle-ci est de l'ordre de 2,6 dB pour la valeur de ϵ précédemment citée.

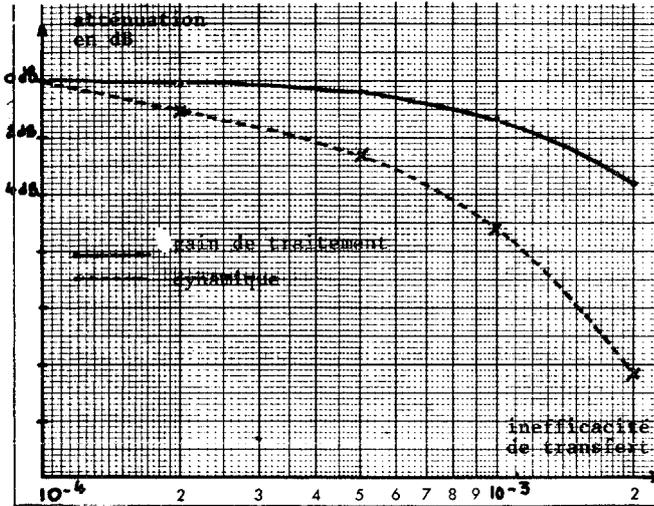


FIG. 3 : Atténuation du gain de traitement et de la dynamique du filtre en fonction de ϵ

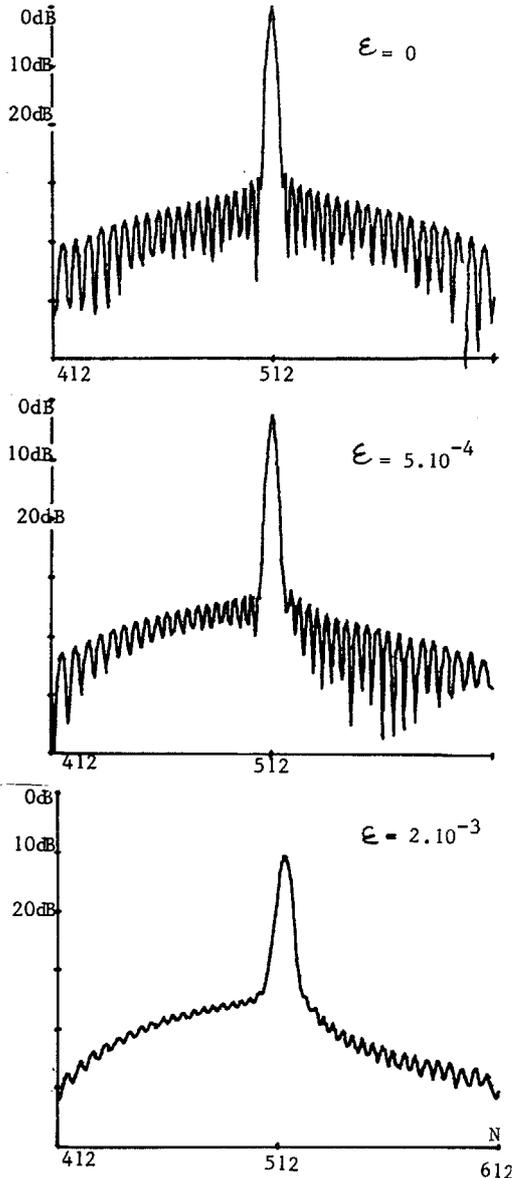


FIG. 4 : Simulation en compression d'impulsion

c) Dynamique et courant d'obscurité

La profondeur des puits de potentiels détermine la quantité maximale de charges transférables. La génération thermique de porteurs, caractérisée par le courant d'obscurité remplit continuellement ceux-ci et réduit par la même leur capacité de stockage.

Les caractéristiques suivantes ont été obtenues à température ambiante pour une fréquence d'échantillonnage BF de 11,44 kHz, soit une fréquence centrale du filtre de 2,86 kHz et une bande de 3 kHz.

La densité spectrale de bruit (fig. 5) est inférieure à $2,4 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$; en tenant compte de la pondération en $\frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f}$

bloqueur de sortie, la tension RMS de bruit dans la bande du filtre vaut 125 μV . La distorsion harmonique est fonction du fond moyen de charges circulant dans le registre : (fig. 6), elle est inférieure à 3% pour un signal d'entrée inférieur à 0,75 V crête. Dans ces conditions, la dynamique définie comme le rapport de la puissance crête du pic de compression à la puissance de bruit dans la bande du filtre est supérieure à 84 dB à température ambiante.

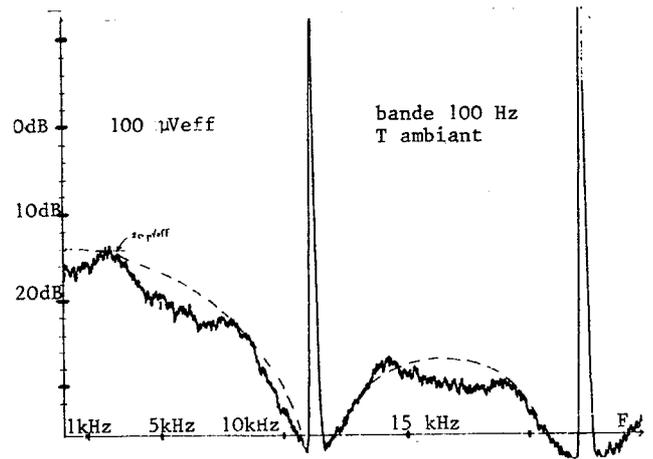


fig. 5 : Densité spectrale de bruit.

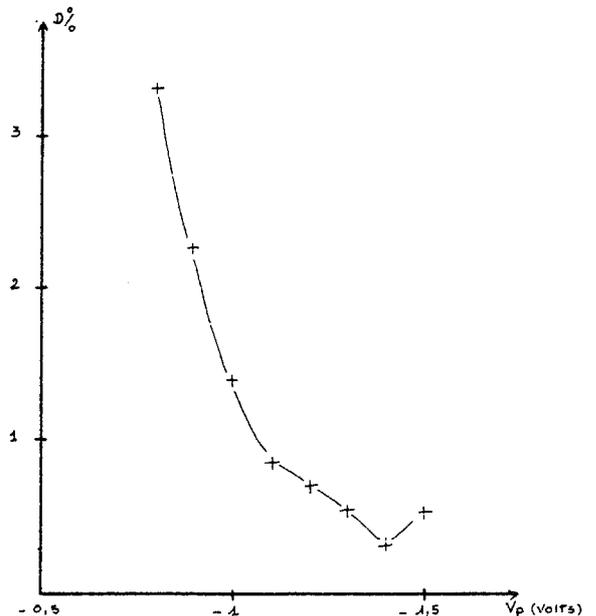


fig. 6 : distorsion harmonique

APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13)

La charge thermique, Q_o , générée sur un demi-étage pendant le temps $\frac{T_E}{2}$, est inversement proportionnelle à la fréquence d'échantillonnage et croît exponentiellement avec la température [7]:

$$Q_o = \frac{J_o^{25^\circ C} S_o}{2F_E} 2^{\frac{T-T_o}{10}} \quad (7)$$

$J_o^{25^\circ C}$ représente le courant d'obscurité à température ambiante, il s'exprime en nA/cm². S_o est la surface d'un demi-étage (13 x 200 μm). Le point de polarisation des étages suiveurs est fonction de la tension de précharge V_A des capacités d'intégrations CA et de la charge moyenne Q_m circulant dans le registre.

$$V_A^+ = V_{A_o} - \frac{Q_m^+}{CA} \quad (8)$$

Il convient ainsi d'assurer premièrement un fonctionnement de ces étages dans une zone linéaire ceci quelle que soit la valeur de cette charge moyenne.

Après 2k transfert, la charge présente à l'étage k est 2k Q_o et la charge totale sous les électrodes de lecture vaut :

$$Q_m^+ = Q_o \sum_{k=0}^{N-1} 2k \frac{L^k}{W} \quad (9)$$

La variation de la tension moyenne au point A⁺ s'exprime en tenant compte de 7), 8), 9),

$$\Delta V_A^+ = \frac{J_o^{25^\circ C} S_o N(N+1)}{4 F_E CA} 2^{\frac{T-T_o}{10}}$$

Une capacité CA de 35 pF permet de concilier une amplitude crête en compression d'impulsion de 2V avec une utilisation dans la gamme de température 0°C, 80°C, en effet pour un composant à courant d'obscurité inférieur à 20 nA/cm² à température ambiante, la variation du point de polarisation dans la gamme de température choisie est de 5V, valeur compatible avec les plages de linéarité des suiveurs réalisés.

La seconde limitation due à la charge thermique se traduit par une saturation du registre sur le dernier étage tel que :

$$Q_o \text{ sat} = \frac{Q \text{ max}}{2N}$$

La réduction de la capacité de stockage du dernier puits de potentiel entraîne une réduction de la dynamique du composant :

$$\Delta D = \frac{Q \text{ max} - 2N Q_o}{Q \text{ max}} \quad (10)$$

La charge maximale, Q_{max} , transférable sur 1/2 étage, est reliée à la variation de tension en sortie série par :

$$Q \text{ max} = \frac{C_s \Delta V_s \text{ max}}{G_s} \quad (11)$$

C_s et G_s sont respectivement la capacité de lecture et les gains des suiveurs en sortie série.

La variation de dynamique en fonction du courant d'obscurité s'exprime au moyen de 7), 10), 11),

$$\Delta D \text{ dB} = 20 \log \left(1 - \frac{J_o^{25^\circ C} C_s (T-T_o)}{K F_E \Delta V_s \text{ max}} \right)$$

$$K = \frac{C_s}{G_s N S_o} = 0,12$$

Pour une fréquence d'échantillonnage BF et un composant à courant d'obscurité de 20 nA/cm² à température ambiante, la réduction de dynamique n'excède pas 5dB dans la gamme de température 0°C, 80°C, (fig. 7).

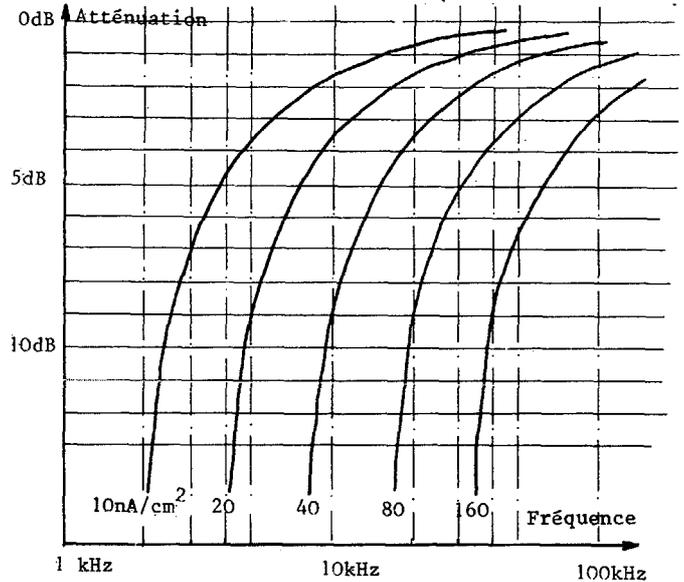


Fig. 7 Variation de la dynamique à 80°C en fonction de J_o à 25°C et F_E .

2-2 Filtre transversal programmable 0 ou 1

a) Description

La structure du filtre est présentée sur la fig. 8.

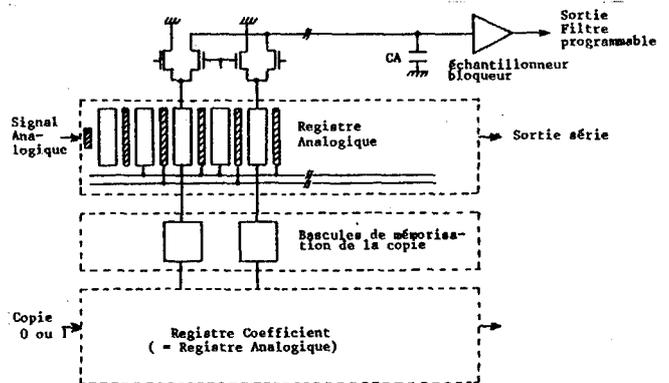


Fig. 8 : Structure du filtre transversal Programmable 0 ou 1.

Le composant est constitué d'un premier registre à transfert de charge en surface acheminant le signal analogique. Cent vingt huit interrupteurs à effets de champ commandés par des bascules dynamiques

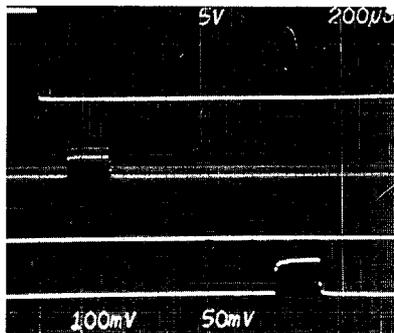


APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAÎNE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13).

permettent de prélever les signaux analogiques sur les différents étages choisis par programmation. L'état des bascules dynamiques détermine le mode de fonctionnement des interrupteurs. Un registre coefficient (identique au registre analogique) permet de positionner la réplique (composé de 128 niveaux 0 ou 1) en face des 128 bascules. La mémorisation est alors simultanément réalisée par transfert des charges du registre binaire vers les bascules, la réplique étant ainsi perdue pour le registre. Les données binaires sont donc introduites en séquence dans le registre à la fréquence de transfert F_E , identique à celle du registre analogique.

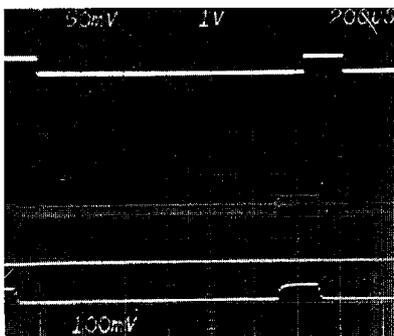
Par programmation à 1 du $k^{\text{ième}}$ étage on génère un retard entrée-sortie filtre de valeur $t = k T_e$ où k varie entre 0 et 128.

La figure 9 montre une impulsion rectangulaire de durée 200 μ s retardée respectivement de 320 et 1280 μ s, ceci pour une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz.



Sortie sur le
32e étage

Sortie série

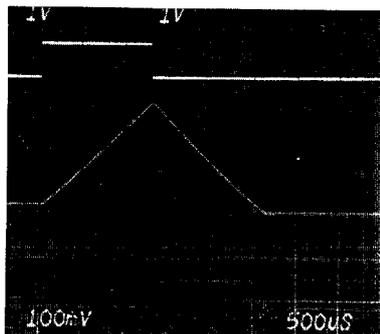


Sortie sur le
128e étage

Sortie série

fig. 9 ligne à retard programmable
 $F_E = 100$ kHz

En lecture sur tous les étages, pour cette même fréquence d'échantillonnage, la figure 10 montre l'autocorrélation d'une impulsion rectangulaire de durée 1.28 ms.



Sortie filtre
transversal

Sortie série

fig. 10 : filtre transversal : lecture
sur tous les étages.

b) Caractéristiques

Les résultats du § 2.1.c concernant l'influence du courant d'obscurité sur les caractéristiques du filtre dans une gamme de température étendue restent justifiés pour le filtre programmable.

Pour un module programmable plusieurs bits, les effets de l'inefficacité de transfert peuvent être compensés selon le principe décrit au § 2.1.b. Les caractéristiques du composant à température ambiante sont résumées dans le tableau I.

	ACTUELLE	PROJETÉ
Nbre de points	128	128
Nbre de bits	1	1
f_c par transfert élémentaire	$6 \cdot 10^{-4} \pm 100$ kHz	$210^{-4} \pm 100$ kHz
J_{obs}	44 nA/cm ²	40 nA/cm ²
F échantillonnage	1 MHz	2 MHz
Dynamique dans $F_E/2 : 50$ kHz	43 dB	60 dB
Distorsion $V_f \ll 0, \frac{F_E}{2}$	3 %	1 %
Diaphonie entrée entrée/sortie filtre	3 %	1 %
sortie série ; entrée/sortie filtre	3 %	1 %
fonds moyen de charges injectées	corrélé à la distorsion harmonique - la diaphonie - feedthrough	non corrélé
tension d'alimentation V_R	très sensible $\pm 2,5$ %	± 5 %
fréquence transfert		
Registre - analogique	identique	indépendant
binaire		
mémorisation de la copie	synchrone du transfert de le registre analogique	asynchrone

Tableau I

La sensibilité aux tensions d'alimentation de la bonne mémorisation des coefficients 0 ou 1 de la réplique limite actuellement son intégration dans les matériels.

Ce problème semble en passe d'être résolu sur la nouvelle génération de composant en cours de réalisation.

c) Applications du filtre programmable

Si l'on note $s(t)$ le code de durée T dont les valeurs appartiennent à l'intervalle $-1, +1$, le filtre réalise l'intercorrélation du code $s(t)$ avec la copie échantillonnée à valeur 0 ou 1. Le signal en sortie filtre est composé de la primitive du code $s(t)$ ainsi que de l'intercorrélation du code et de sa copie échantillonnée à valeur $-1, +1$.

Il est possible de choisir un code dont les fluctuations de la primitive n'excède pas le niveau des lobes secondaires, par exemple un code modulé linéairement en fréquence sans pondération d'amplitude. Des codes binaires ou pseudo-aléatoires sont mieux adaptés à ce type de filtre (fig. 11 et fig. 12).

APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13).

L'utilisation de N + 1 composants en parallèle permet d'obtenir un filtre avec une précision de N bits + signe sur la copie (fig. 13). Compte tenu de la dynamique du filtre présenté un module programmable 4 bits + signe est en cours de réalisation.

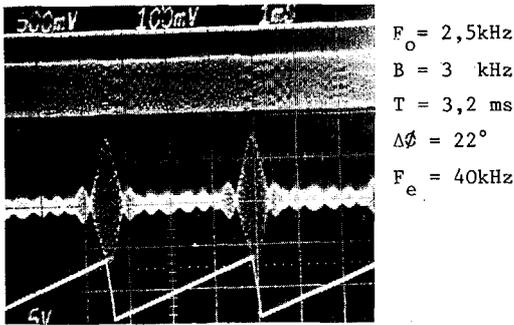


fig. 11 : filtre transversal programmable code modulé linéairement en fréquence.

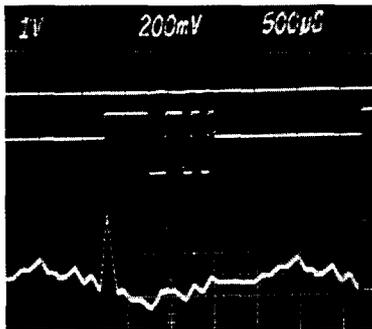


fig. 12 : filtre transversal programmable code de Barker à 13 moments

(+1+1+1+1+1,-1,-1, +1,+1,-1,+1,-1,+1)

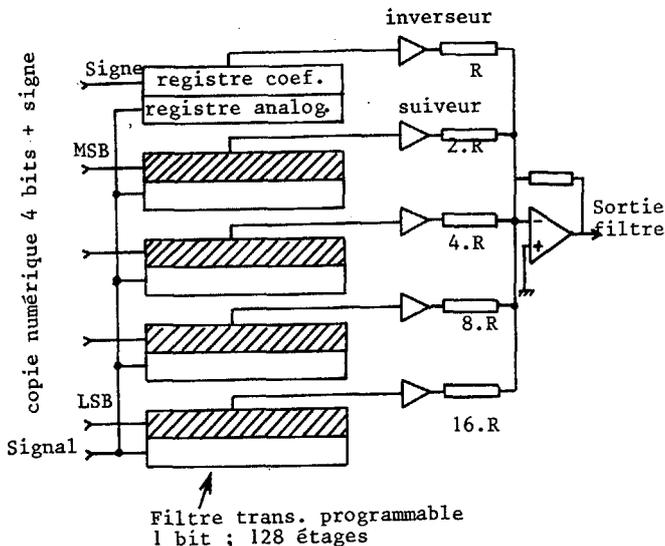


fig. 13 : module programmable 4 bits + signe

3 - APPLICATION A UNE CHAINE DE DETECTION ACOUSTIQUE SOUS-MARINE

Le souci d'une intégration croissante et d'une plus faible consommation des matériels réalisés conduit à envisager l'utilisation de composants à transfert de charges dans les systèmes embarqués notamment en détection acoustique sous-marine.

Nous présentons ainsi, une chaîne de traitement du signal par compression d'impulsions et analyse spectrale centrée autour du filtre transversal du type "lentille" précédemment présenté, ainsi qu'un opérateur de détection utilisant un module filtre transversal programmable 4 bits plus signe.

3-1 Traitement du signal

Pour une fréquence d'échantillonnage de 11,44 kHz, le filtre est adapté à un code modulé linéairement en fréquence de durée 44,77 ms, de bande 3 kHz et de fréquence centrale 14,3 kHz. Afin d'adapter le signal à la fréquence centrale du composant, $F_0 = 2,86$ kHz, la transposition de fréquence est réalisée par sous-échantillonnage d'ordre 1. L'utilisation de filtres de pré-échantillonnage appropriés assure une immunité aux parasites générés; par repliements spectraux, de l'ordre de 40 dB.

Après filtrage et redressement double alternance, le signal présente une variation moyenne du pic de compression de 0,5 dB ; variation associée à la phase aléatoire de la réplique et du signal. (fig. 14). Ce traitement est réalisé en temps réel, pour un gain de traitement voisin de 20 dB.

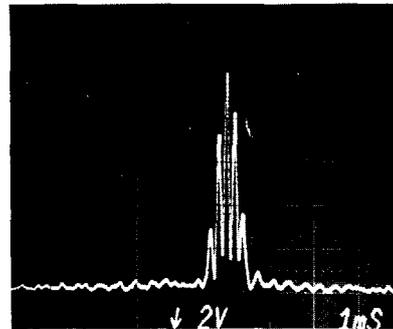


fig. 14 : compression d'impulsion.

L'analyse spectrale d'un signal de bande B_0 , de durée T_0 et de fréquence centrale F_0 est réalisée par CZT^e selon une configuration en π [8]. Le filtre a une durée T_0 et une bande B_0 .

- Pour des signaux stationnaires les caractéristiques de l'analyseur sont les suivantes :
- résolution fréquentielle : $\Delta F = \frac{1}{T_0}$ Hz
 - nombre de points d'analyse : $N_a = B_0 T_0 \left(\frac{T_r}{T_0} - 1 \right)$
- où T_r est la durée de la rampe de prémultiplication.

Le plan de fréquence doit être ajusté de façon à éviter les recouvrements de spectre dans la bande d'analyse. Ceci conduit à une majoration du nombre de points analysés :

$$N_a < \frac{N}{2} - B_0 T_0$$



APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13).

Pour une fréquence d'échantillonnage de 11,44 kHz la résolution du module d'analyse spectrale est de 25 Hz pour un nombre de points résolu de 72, soit une bande d'analyse de + 0,9 kHz autour de la fréquence centrale 2,86 kHz. Suivant le synchronisme du signal d'entrée à fréquence pure stationnaire pendant une durée T_r , et de la rampe de prémultiplication, une part plus ou moins importante de signal est analysée. La perte en détection par rapport à la configuration optimale peut ainsi s'élever à 10 dB. Afin de compenser cet effet, deux analyses sont réalisées en parallèle décalées de $\frac{T_r}{2}$. La perte moyenne en détection est réduite à 2dB (fig. 15). La représentation temps-fréquence de ces opérations (fig. 16) justifie ce résultat.

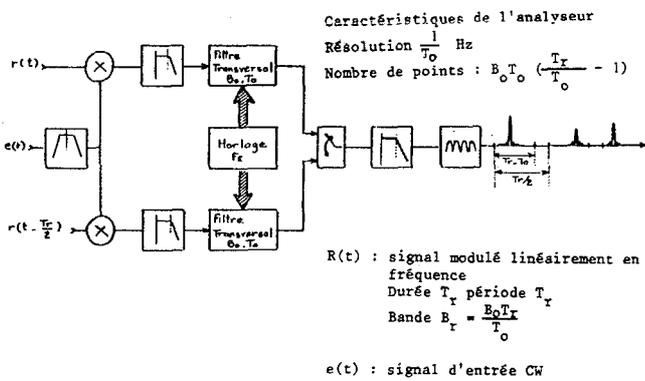


Fig. 15 : Détection par analyse spectrale

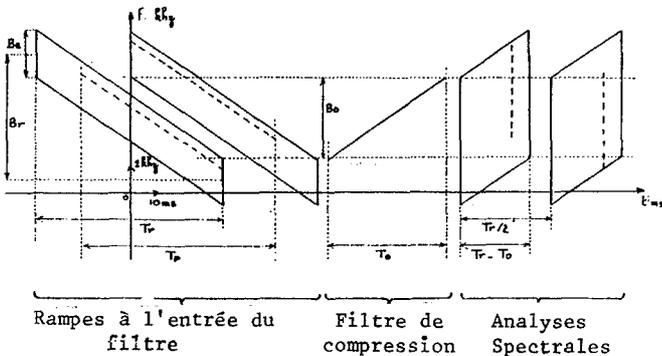


Fig. 16 : Représentation temps-fréquence de l'analyse spectrale.

Les photos a), b), c), de la fig. 17 présentent les résultats obtenus sur une chaîne d'analyse pour un signal d'entrée à fréquence pure synchrones de la rampe de prémultiplication, la fréquence du signal variant dans le bande d'analyse.

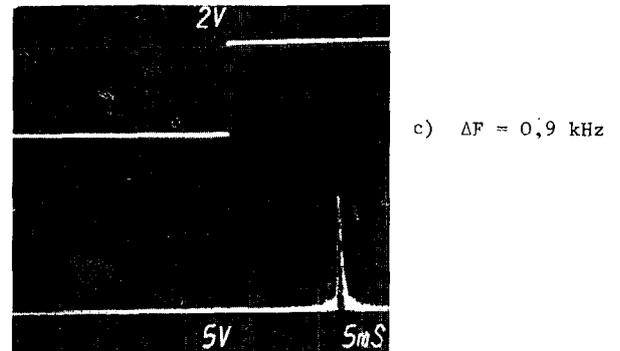
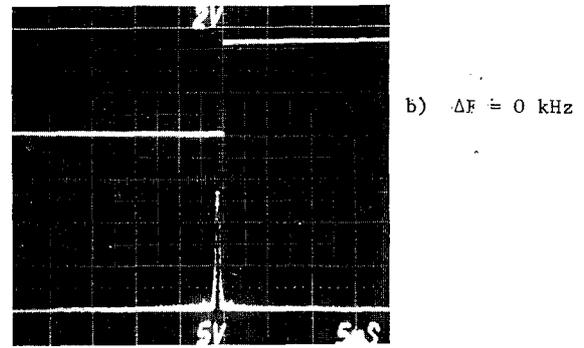
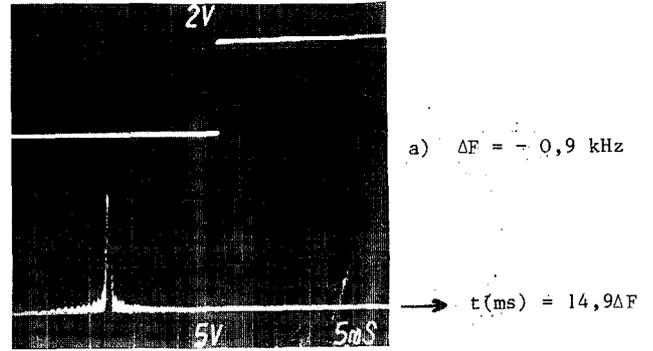


Fig. 17 : Analyse spectrale par CZT sur porteuse.

Ces chaînes de traitement (fig. 18) sont maintenant comparées à des solutions numériques équivalentes, pour ce faire, nous avons conçu en utilisant des structures classiques (banc de filtres numériques, papillon FFT) un opérateur analyse spectrale et compression d'impulsion (fig. 19).

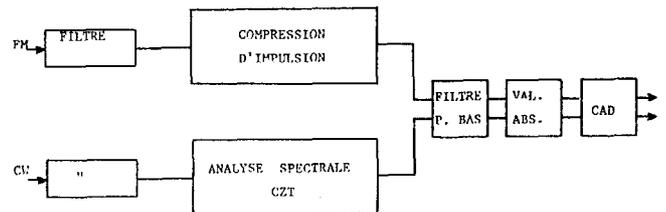


Fig. 18 : Chaîne de traitement à CCD.

APPLICATION DES FILTRES TRANSVERSAUX A CCD, A UNE CHAINE DE DETECTION
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE (THEME N° 13).

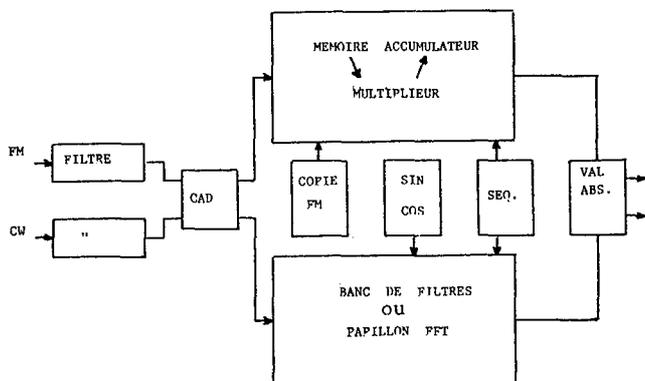


Fig. 19 Chaîne de traitement numérique.

Les résultats présentés tiennent compte du fait que l'optimisation des solutions numériques a lieu pour le traitement multiplexé de plusieurs voies FM et CW.

Dans ces conditions, la chaîne de compression d'impulsion à CCD peut être intégrée sur l'équivalent de 0,4 cartes au format européen de 233 x 220 mm pour une consommation de 0,38 A sur 5V, soit un gain en superficie et en consommation par rapport à la solution numérique de 3 et 6,8.

La chaîne d'analyse spectrale CZT est réalisée sur 0,7 carte au format européen pour une consommation de 0,4 A sur 5V, soit des gains respectifs en superficie et en consommation de 1,5 et 3,5 par rapport aux solutions numériques équivalentes.

3-2 Traitement des données

Il consiste en la réalisation d'un opérateur de décision. Sa mise en oeuvre est décrite dans le cadre de l'analyse spectrale présentée au § 3.1. Celle-ci est équivalente à un banc de B_{T_0} filtres de résolution élémentaire $\frac{1}{T_0}$. Le test est réalisé sur chaque cellule du banc.

La valeur moyenne du bruit est estimé sur deux tranches de temps encadrant la fenêtre sur laquelle le signal est moyenné. Ces deux résultats sont ensuite comparés en tenant compte de la statistique du bruit et de la probabilité de fausse alarme choisie. L'opérateur réalise le filtrage.

$$y_j(n) = \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{L} x_j(n-m) - \sum_{m=0}^{L-1} \frac{K}{2L} (x_j(n-L-m) + x_j(n+L-m))$$

$x_j(nT_e)$ est le résultat du $j^{i\text{ème}}$ filtre d'analyse spectrale. La fréquence de calcul F_B et la durée de la fenêtre d'intégration sont déterminées en fonction des propriétés du signal et du bruit.

La réponse impulsionnelle $c(n)$ du filtre est telle que :

$$c(n) = \begin{cases} -\frac{K}{2L}, & n \in [-L, 0] \\ \frac{1}{L}, & n \in [0, L] \\ -\frac{K}{2L}, & n \in [L, 2L] \end{cases}$$

L'optimisation de la détection nécessite une adaptation du seuil de détection K ; pour ce faire l'opérateur est réalisé en utilisant le module filtre programmable (fig. 13). Il est représenté sur la fig. 20.

Compte tenu de la durée et de la bande du signal à fréquence pure et pour une fréquence d'échantillonnage de 1MHz, le module permet le traitement de 8 voies CW analysées sur 72 points avec une résolution de 25 Hz.

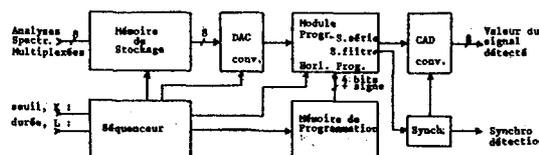


fig. 20 : structure d'un opérateur de décision.

CONCLUSIONS

Filtrage adapté, analyse spectrale, opérateur de décision, ont été réalisés en utilisant un filtre transversal de 512 étages et un filtre programmable 0 ou 1.

Pour de basses fréquences d'échantillonnage et des courants d'obscurité inférieurs à 20nA/cm² à température ambiante, les caractéristiques des filtres sont stables dans la gamme de températures 0,80°C. Le gain de traitement du filtre de compression est insensible à des valeurs de l'inefficacité de transfert inférieures à 5 10⁻⁴ ; d'autre part une bonne maîtrise technologique de ce paramètre permet une compensation de ces conséquences par modification de la réponse impulsionnelle.

Les auteurs souhaitent remercier Messieurs JL.COUTURE et JL.BERGER de la Division Tube Electronique de THOMSON-CSF pour la réalisation des composants utilisés.



REFERENCES

- [1] "A 500 stage CCD Transversal filter for spectral analysis" R.W. SRODERSEN, CR. HEWES, D. BUSS
IEEE Trans. Electron. Device, vol ED-23 p. 143-152 - Fev. 76.
- [2] "The design development of CCD programable transversal filters and correlators" J. MAVOR and P.B. DENYER.
Impact of CCD and SAW on signal processing and imagery in advanced system. AGARD conf. Oct. 77.
- [3] "A surface charge correlator" JJ. THIEMAN and all
IEEE J. Solid state circuits. vol SC-9 pp. 403-409 Dec. 74.
- [4] "Charge coupled device" DE BARBE Topics in applied physics 1980.
- [5] "Charge transfert device" C.H. SEQUIN, M.F. TOMPSETT Academic Press INC 1975.
- [6] "Some applications of CCDS in sonars" P. TOURNOIS, JL. VERNET.
- [7] "Les dispositifs à transfert de Charges"
JL. BERGER - Revue Technique THOMSON-CSF mars 1980 p. 5 -71.
- [8] "Spectral analysis using CCDS" - D. BUSS - R.W. SRODERSEN, CR. HEWES, M. DE WIT.
Technology and applications of charge coupled devices 76 Edimbourg.