

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR
APPLICATIONS OF CHARGE TRANSFER DEVICES AND MICROWAVE ACOUSTIC COMPONENTS
TO SONAR SIGNAL PROCESSING

J. JOSEPH et P. TOURNOIS

Thomson-CSF - Division des Activités Sous-Marines
06802 Cagnes-sur-Mer (France)

RESUME

Les dispositifs à transfert de charge (CTD) et à ondes acoustiques de surface (SWD) permettent d'effectuer sur des signaux analogiques divers traitements en temps réel : retard, mémorisation, filtrage transversal à coefficients fixes ou programmables. Leurs gammes de fréquence sont comprises grossièrement entre 10 Mégahertz et 1 Gigahertz pour les SWD (fréquence porteuse), entre 1 Kilohertz et quelques dizaines de Mégahertz pour les CTD (fréquence horloge).

On étudie ici leur application dans le domaine sonar : formation des voies classique ou adaptative, filtrage adapté, analyse spectrale, normalisation. On envisage aussi leur emploi en communications sous-marines : filtrage adapté, égalisation auto-adaptative en présence de trajets multiples.

Les SWD nécessitent une compression de temps préalable, qui pourrait être réalisée par CTD, mais permettent par multiplexage le traitement en série sur un seul composant de nombreuses voies sonar. Les CTD sont mieux adaptés au traitement parallèle des différentes voies, et offrent l'avantage d'opérer sur des signaux échantillonnés pilotés par une horloge extérieure.

Ces dispositifs conduiront à des systèmes d'encombrement et de consommation réduits par rapport aux systèmes digitaux équivalents. Cependant, la plupart de ces dispositifs ne sont pas encore industrialisés.

SUMMARY

Charge transfert devices (CTD) and surface wave devices (SWD) allow real time processing of analog signals : time delay, storage, fixed or adaptive transversal filtering. For SWD, central frequency ranges from 10 MHz to 1 GHz, for CTD clock frequency ranges from 1 kHz to 10 MHz.

In this paper, their application in sonar field is studied : classical and adaptive beamforming matched filters, spectrum analysis, normalization. Their use for underwater communications is considered : matched filters, adaptive equalization under multipath conditions.

SWD first needs a time compression which could be achieved by CTD, but allows by multiplexing serial processing of many sonar channels in a single chip. CTD are better fitted to parallel processing of the channels. They advantageously allow processing of sampled signals with a pilot frequency.

Processors using these devices will be of low power and small dimensions compared to ones using digital technology. However, most of these components are not yet industrially produced.



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

1. - INTRODUCTION.

La plupart des sonars sont actuellement réalisés en technologie digitale car celle-ci est particulièrement bien adaptée aux gammes de fréquence nécessaires : moins de 10 kHz pour les sonars de veille à grande portée, de 10 à 100 kHz pour les torpilles, de 100 kHz à 1 MHz pour les sonars à haute définition spécialisés dans la recherche de mines et l'imagerie des fonds sous-marins.

Cependant, du fait du grand nombre de signaux à traiter simultanément (le nombre de voies préformées est souvent de l'ordre d'une centaine), les techniques digitales conduisent à des systèmes relativement lourds et encombrants, de consommation assez élevée. A ces égards le développement récent des dispositifs à transfert de charge [1] (en anglais CTD : Charge Transfer Devices) et à ondes acoustiques de surface [2] (SWD : Acoustic Surface Wave Devices) semble riche de promesses : ces composants permettent en effet d'accomplir sur des signaux analogiques des traitements complexes tels que retard, mémorisation, filtrage et multiplexage, avec des gains de volume et de consommation très importants par rapport aux systèmes digitaux équivalents.

L'objet de cet article n'est pas d'expliquer en détail le fonctionnement de ces dispositifs, ni de présenter une liste exhaustive de leurs applications, car il existe sur ces sujets une bibliographie impressionnante, dont les références [1] à [16] ne sont que quelques exemples. Rappelons cependant que les dispositifs à transfert de charge, "Bucket-Brigade Devices" (BBD) [3] ou "Charge Coupled Devices" (CCD) [4], sont des circuits intégrés analogiques dont le principe est le suivant : des charges électriques, qui présentent l'amplitude du signal analogique supposé échantillonné sont stockées dans des puits de potentiel à la surface ou à l'intérieur d'un semi-conducteur, et transférées de proche en proche grâce à des impulsions d'horloge extérieures. La gamme de fréquences horloges s'étend approximativement de 1 kHz à 20 MHz, bien que des fréquences de fonctionnement supérieures aient été mentionnées [5]. Les CTD sont donc fondamentalement des lignes à retard analogiques [6], qui permettent d'atteindre des temps de retard de l'ordre de la seconde.

Mais il existe des structures plus complexes à accès ou sorties parallèles qui rendent réalisables sous forme intégrée des dispositifs analogiques beaucoup plus sophistiqués : filtres transversaux à

coefficients fixes [7] ou programmables [8], [9], [10] mémoires à accès aléatoire [9], multiplexeurs et démultiplexeurs [11]. Les applications des CTD en traitement du signal sont étudiées en détail dans la référence [11].

Le fonctionnement des composants à ondes acoustiques de surface [12] est basé sur la propagation des ondes de Rayleigh à la surface de substrats le plus souvent piézoélectriques (LiNbO_3 , Quartz ST, $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$). La bande passante est de l'ordre d'une fraction d'octave autour d'une fréquence porteuse comprise généralement entre 10 MHz et 1 GHz. La vitesse relativement lente des ondes de Rayleigh (quelques milliers de mètres par seconde) permet d'atteindre des temps de retard non négligeables, qui dépassent toutefois difficilement quelques centaines de microsecondes. La ligne à retard est non-dispersive si le temps de retard est indépendant de la fréquence, dispersive dans le cas contraire.

Des filtres transversaux à coefficients analogiques fixes [13] ou programmables [14] sont réalisables au moyen de lignes non dispersives à prises multiples. Les lignes dispersives sont employées essentiellement comme générateurs de signaux modulés en fréquence, ou comme filtres adaptés à ces mêmes signaux. Enfin des convoluteurs utilisent des interactions non-linéaires entre ondes de surface se propageant dans des directions opposées [15]. On trouvera dans la référence [2] une présentation complète des types de SWD existants et de leurs utilisations.

CTD et SWD sont donc capables d'accomplir des fonctions très semblables. Cependant ils sont plus complémentaires que concurrents car leurs caractéristiques (temps de retard, bande passante) sont très différentes [8], [16]. Les CTD sont plus souples d'emploi car ils sont pilotés par une horloge extérieure. D'autre part, leur processus de fabrication est compatible avec la technologie MOS, ce qui permet d'intégrer sur les pastilles divers circuits MOS tels que horloges ou amplificateurs. Par contre, les SWD sont irremplaçables dès que l'on désire des débits très élevés.

Dans les deux cas, le gain de volume et de consommation par rapport à la technologie digitale provient surtout du fait que le traitement est analogique et qu'un seul circuit remplace donc plusieurs circuits numériques.



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

Cet article sera consacré à une étude prospective des applications potentielles des CTD et SWD en acoustique sous-marine : traitement du signal sonar, imagerie, communications. L'intérêt des SWD dans ces domaines a déjà été mis en évidence [17], [18]. L'accent sera donc mis plutôt sur les CTD, ainsi que sur les problèmes d'architecture posés par l'intégration des CTD et SWD dans des systèmes complets.

Le plan du texte sera le suivant : Dans la partie 2 on présentera le schéma synoptique d'un sonar et l'on rappellera brièvement le rôle des différentes fonctions. Les parties 3 et 4 seront consacrées à la description des principaux traitements susceptibles d'être effectués respectivement par des CTD et des SWD. Dans la partie 5, on signalera les problèmes pratiques posés par l'emploi de ces composants en acoustique sous-marine : limitations des dispositifs, avancement de la technologie, problèmes d'architecture.

2. - RAPPELS SUR LES SONARS.

Le schéma synoptique d'un sonar actif ou passif est indiqué sur la figure 1. On y reconnaît les principales étapes du traitement :

- Prétraitement : Les signaux analogiques recueillis sur les différents capteurs subissent tout d'abord une préamplification puis un filtrage destiné notamment à blanchir le spectre de bruit, enfin une réduction de dynamique par Commande Automatique de Gain (CAG) ou par écrêtage. C'est à ce stade qu'intervient, dans les sonars digitaux, l'échantillonnage et la quantification.

- Formation de voies : Elle consiste essentiellement à compenser les temps de retard entre signaux reçus sur les divers capteurs, pour des ondes planes venant de directions déterminées. Les signaux retardés sont ensuite pondérés et sommés.

Dans la formation de voies classique, les pondérations sont fixes. Dans le cas d'une formation de voies adaptative [19], ces pondérations sont remplacées par des filtres transversaux dont les coefficients évoluent pour tenir compte des variations du champ de bruit. Le nombre de voies formées est très variable : un petit sonar actif pourra par exemple ne comporter que 24 voies, alors qu'un système de détection active ou passive très performant en comptera jusqu'à 256.

- Traitement du signal : Dans les systèmes passifs, la solution la plus simple est d'effectuer un filtrage grossier suivi d'une détection et d'une intégration dont la constante de temps est adaptée à la stationnarité du bruit. Mais le signal à détecter est souvent formé de raies spectrales : un traitement plus élaboré consiste donc à effectuer une analyse spectrale très fine (plus de 100 points par octave) suivie d'intégration.

Dans les systèmes actifs, la détection et l'intégration peuvent être précédées d'un simple filtrage comme dans les systèmes passifs (traitement incohérent), ou d'un filtrage adapté (traitement cohérent). Si le signal émis est sensible au Doppler (code pseudo-aléatoire, fréquence pure), une batterie de filtres adaptés dopplérisés est nécessaire.

- Normalisation : Son but est de ramener le bruit après détection à un niveau fixe, afin que la décision soit à taux de fausse alarme constant (CFAR). En passif, la normalisation s'effectue en une seule dimension (gisement) alors qu'en actif elle porte sur les deux paramètres distance-gisement (et éventuellement sur la vitesse).

- Extraction et visualisation : L'extraction comprend les opérations de décision et de poursuite. Les informations sont ensuite visualisées sur un tube à rayons cathodiques.

3. - PRINCIPALES FONCTIONS REALISABLES PAR CTD.

3.1. Formation de voies classique (Fig. 2)

a) Traitement en parallèle (Fig. 2a)

Les composants de base sont des lignes à retard CTD identiques, associées chacune à un hydrophone, et qui comptent autant de prises intermédiaires que de temps de retard à réaliser. Prenons l'exemple d'un sonar passif possédant une antenne circulaire de 3 m de diamètre, constituée de 128 capteurs équidistants. Par permutations circulaires sur les capteurs, on peut former 128 voies décalées de $2,8^\circ$. Si chaque voie est formée à partir de 40 hydrophones, 20 prises intermédiaires au maximum sont nécessaires, à chacune étant éventuellement associée une pondération d'amplitude par un réglage approprié de l'amplificateur de sortie. Un pas de quantification en temps de $7,5 \mu s$, et une précision d'amplitude sur les prises de quelques %, suffisent pour que le diagramme de directivité soit bon à la fréquence maximale d'écoute (de l'ordre de 12 kHz). La fréquence horloge est donc de 133 kHz. Le temps de retard maximum étant de $450 \mu s$, les registres CTD doivent



comprendre 60 cellules.

La figure 2a schématise le principe de la formation de voies par CTD. Chaque voie résulte de la sommation de 40 sorties de registres. La principale difficulté réside dans le nombre de sorties à prévoir sur chaque boîtier (20 par registre) et dans le nombre de connexions à réaliser ($40 \times 128 = 5120$). Par contre l'inefficacité de transfert n'est pas critique. En effet, le module de la fonction de transfert du registre s'écrit [5] :

$$|H(f)| = \exp \left[-N\epsilon \left(1 - \cos 2\pi \frac{f}{F_{ech}} \right) \right]$$

où F_{ech} est la fréquence d'échantillonnage, N le nombre d'étages, et ϵ l'inefficacité de transfert entre 2 étages successifs (si le CTD fonctionne avec p phases, $\epsilon = p\alpha$, où α est l'inefficacité d'un transfert élémentaire). Une valeur $\epsilon = 10^{-3}$ est aisément réalisable alors $N\epsilon = 0,06$ et la perte $1 - |H(f)|$ est inférieure à 10^{-2} pour toute fréquence inférieure à 12 kHz.

b) Traitement en série (Fig. 2b)

Dans le cas où le nombre de voies à former est faible, il est avantageux de multiplexer les signaux dans le temps de manière à effectuer le traitement sur un seul CTD. La figure 2b donne le schéma de réalisation pour un sonar actif dont l'antenne circulaire de rayon 30 cm est constituée de 24 hydrophones. Les signaux issus des capteurs sont multiplexés par un CTD à 24 entrées parallèles et une sortie série. Les 24 voies multiplexées sont obtenues simplement grâce à un registre CTD dont la structure est celle d'un filtre transversal à pondérations fixes. Si les voies sont formées à partir de 8 capteurs, il y a 8 pondérations égales 2 à 2, et le temps de retard maximum est voisin de 80 μ s. Pour une fréquence de 12 kHz, une précision de temps de retard de 4 μ s est plus que suffisante. Elle conduit à une fréquence horloge de 6 MHz et à un CTD de 480 cellules.

La formation de voies est donc particulièrement simple puisqu'elle ne nécessite que deux CTD. Cependant, l'inefficacité de transfert risque d'introduire de la diaphonie entre signaux multiplexés. Une solution est de n'utiliser dans les CTD qu'une cellule sur deux : la fréquence horloge sera alors de 12 MHz et la taille des CTD doublée (multiplexeur à 48 entrées filtre à 960 cellules).

c) Cas de signaux à bande étroite (Fig. 2c)

Si la bande est très étroite on peut remplacer les temps de retard par des pondérations de phase. Dans le cas d'une antenne circulaire, il suffit d'un corrélateur complexe, donc de 4 corrélateurs réels, pour former toutes les voies multiplexées après démodulation complexe. Un de ces corrélateurs est représenté sur la figure 2c pour un sonar actif à 128 voies de bande $B = 400$ Hz.

3.2. Formation de voies adaptative (Fig. 3)

Elle se sépare en deux parties : retards, filtres de pondérations. Reprenons l'exemple du sonar passif décrit au § 3.1.a. Pour une formation de voies adaptative, les temps de retard doivent être fixés à 2 μ s près. Les lignes à retard CTD comprennent donc environ 220 cellules et la fréquence horloge est 500 kHz. Pour une inefficacité de transfert $\epsilon = 10^{-3}$, la perte $1 - |H(f)|$ à 12 kHz est inférieure à $3 \cdot 10^{-3}$ ($N\epsilon \approx 0,2$)

D'autre part les pondérations fixes sont remplacées par des filtres de pondération adaptatifs (à 48 cellules). Ceux-ci peuvent être réalisés sous la forme de filtres transversaux CTD à coefficients programmables en analogique, pilotés par une fréquence horloge de 30 kHz. Le développement des filtres CTD à coefficients programmables analogiquement n'est cependant pas sans problèmes [11]. Aussi sera-t-on peut-être conduit à décomposer les coefficients en nombre binaires [11] (ce qui n'est pas forcément un inconvénient, étant donné que leur calcul s'effectue numériquement) et à n'employer que des filtres à coefficients binaires programmables.

3.3. Filtrage adapté (Fig. 4)

a) Traitement parallèle (Fig. 4a)

Le composant CTD de base est ici un filtre transversal qui effectue la corrélation entre le signal issu d'une voie et une copie du signal émis, éventuellement dopplérisée.

En sonar actif, les produits BT sont couramment de l'ordre de 100. Soit par exemple un code de durée $T = 500$ ms et de bande $B = 400$ Hz ($BT = 200$). Après démodulation complexe on peut se contenter d'une fréquence d'échantillonnage égale à 500 Hz, et la copie peut être représentée par $2,5 \frac{BT}{2} = 250$ points complexes. Le corrélateur complexe est formé de 4 filtres CTD à 250 points réels, opérant en parallèle à une fréquence de 500 Hz (Fig. 4a). L'ensemble pourrait être intégré dans



un seul boîtier.

Cependant, il n'est pas certain que des filtres CTD puissent fonctionner de manière satisfaisante à une fréquence si basse (le temps de retard nécessaire est $T = 500$ ms), car les courants de fuite deviennent importants.

b) Traitement série (Fig. 4b)

Du fait de la lenteur du traitement après démodulation complexe, il est possible de recourir à la compression de temps, et de multiplexer les voies afin d'effectuer la corrélation de toutes les voies sur un seul composant [18]. Si p est le nombre de voies et k le rapport de compression de temps, le signal multiplexé est formé de séquences de p blocs, de durée $\frac{T_s}{k}$, le i ème bloc correspondant à une durée T_s du signal issu de la i ème voie. Si la longueur de la copie comprimée est $\frac{c}{k}$, le signal de sortie du corrélateur est constitué de blocs utiles de durée $\frac{T_s c}{k}$ séparés par des transitoires de longueur $\frac{c}{k}$. Un filtrage continu est obtenu si les tranches de signal avant compression se recouvrent sur une durée T_c .

Dans l'exemple du § 3.3.a, supposons qu'il y ait 100 voies préformées, et que l'on choisisse $T = 2T_c$. Le rapport de compression de temps est alors $k = 200$, et les tranches successives de signal se recouvrent par moitié. Le filtrage adapté est réalisé par 4 corrélateurs de 250 points, échantillonnés à 100 kHz.

La difficulté réside dans le multiplexage et la compression de temps : (Fig. 4c) : le principe est de charger les différentes voies en parallèle dans les lignes d'une mémoire matricielle CTD à 100×500 éléments, pendant une durée $T_s = 1$ s, puis de vider les lignes en série pendant une durée $T_c = 500$ ms. Trois matrices en parallèle sont requises pour les signaux réels (il en est de même pour les signaux imaginaires) on lit de manière cyclique les trois mémoires, le temps de cycle étant égal à $3T_c = 1,5$ s.

Les principaux problèmes concernant les matrices CTD sont d'une part la génération à l'intérieur du circuit intégré de 100 horloges décalées de $\frac{c}{100} = 5$ ms d'autre part le temps très long (1,5 s) pendant lequel l'information doit être conservée. Bien que des temps de stockage de plusieurs secondes semblent envisageables dans certaines conditions [8], le multiplexage et la compression de temps par CTD ne seront a priori possibles que pour les codes courts (si $T_c = 100$ ms, l'information ne sera conservée que pendant

300 ms). Sinon ces opérations devront être effectuées par des circuits digitaux, ce qui réduit beaucoup l'intérêt du traitement série.

Remarquons enfin que le démultiplexage et l'expansion de temps, qui sont parfois nécessaires à la sortie du filtre adapté, sont exactement les opérations inverses du multiplexage et de la compression de temps, et nécessitent des mémoires CTD identiques.

3.4. Analyse spectrale (DFT)

La transformation de Fourier discrète (DFT) est réalisable simplement au moyen de CTD [20] si l'on emploie l'algorithme CZT ("Chirp Z-Transform") [21]. En effet, la DFT d'un signal g_n à N points complexes s'écrit :

$$G_m = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{mn}{N}} g_n$$

L'algorithme CZT consiste à écrire :

$$2mn = m^2 + n^2 - (m-n)^2$$

d'où l'équation :

$$G_m = e^{-j\pi m^2/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\pi(m-n)^2/N} (e^{-j\pi n^2/N} g_n)$$

La DFT se décompose donc en trois opérations : prémultiplication, convolution cyclique et postmultiplication par des signaux FM linéaires ("chirps") complexes. Le schéma de principe est indiqué sur la figure 5a. Si l'on ne désire calculer que la densité spectrale, la postmultiplication est inutile. Dans ce cas, la réalisation au moyen de CTD est celle de la figure 5b.

Les 4 multiplicateurs seraient constitués chacun de 2 CTD : le premier est un registre à entrée série dont les N prises transversales programmées se déchargent en parallèle sur un registre à N entrées parallèles et une sortie série. L'ensemble pourrait être intégré dans un seul boîtier.

Les convoluteurs sont des filtres transversaux à N pondérations fixes, dont la sortie est rebouclée sur l'entrée pour que la convolution soit cyclique. Les filtres sont dédoublés, de manière à ce que l'un délivre la séquence des coefficients de Fourier pendant que l'autre se remplit de la tranche de signal suivante.

L'analyse spectrale est surtout utile en sonar passif (Chap.2). Mais la finesse d'analyse requise (typiquement 256 points par octave) interdit l'emploi des CTD : dans l'octave 10 - 20 Hz, la durée de signal à traiter est de 25 secondes !



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

Par contre, la DFT par CTD peut être appliquée au sonar actif : lorsque le signal émis est une impulsion à fréquence pure, la DFT est équivalente à une batterie de filtres adaptés dopplérisés, pourvu que la finesse d'analyse soit l'inverse de la durée d'impulsion. Soit par exemple une impulsion de durée $T = 500$ ms à la fréquence $F_0 = 10$ kHz. La durée à traiter est de 500 ms (ce qui est possible avec des CTD). Si l'on désire couvrir une gamme doppler $\pm \frac{0}{50} = \pm 200$ Hz, correspondant à des vitesses radiales de ± 30 noeuds, le nombre d'échantillons de la DFT est $N = 256$ si l'on échantillonne à 512 Hz après démodulation complexe. La longueur des CTD est alors très raisonnable.

L'analyseur de spectre ainsi constitué peut opérer aussi bien sur plusieurs voies multiplexées. La compression de temps (par p , si p est le nombre de voies) est plus simple que dans le cas du filtrage adapté car les tranches de signal successives ne se recouvrent pas.

3.5. Normalisation.

En passif (Fig. 6a) cette opération ne porte que sur une dimension (le gisement) : il suffit d'un registre CTD et d'un diviseur analogique. En actif, (Fig. 6b) le registre CTD est remplacé par une matrice CTD à accès parallèle et possédant deux sorties : une pour l'échantillon central, une pour la somme des échantillons qui l'entourent.

3.6. Autres fonctions sonar.

Les CTD peuvent s'appliquer notamment à divers filtrages (filtrage avant détection-intégration, intégration) ainsi qu'à la réalisation des mémoires nécessaires pour l'extraction et la visualisation.

3.7. Imagerie sonar.

Les cotes que nous avons choisies jusqu'à présent pour illustrer l'exposé correspondent à des sonars de veille à grande ou moyenne portée (plusieurs kilomètres), et à faible pouvoir de résolution en distance (quelques mètres).

Les cotes des sonars actifs à très haute définition (sonars de mine ou d'imagerie des fonds sous-marins) sont tout-à-fait différentes. Soit par exemple un sonar fonctionnant avec une bande de 50 kHz autour de 1 MHz, et une durée d'impulsion $T = 4$ ms ($BT = 200$) : le pouvoir de résolution en distance sera de 15 mm, pour une portée de quelques dizaines de mètres.

La précision de temps de retard requise pour la formation de voies sera de l'ordre de 0,1 μ s, ce qui conduit à des fréquences horloges de 10 MHz. Il est donc hors de question de multiplexer les signaux d'hydrophones. Par contre, le filtrage adapté pourra être réalisé sous forme multiplexée après compression de temps. En effet, la fréquence d'échantillonnage après démodulation complexe sera par exemple 62,5 kHz. 64 voies multiplexées (avec recouvrement des tranches par moitié) pourront être traitées à une fréquence horloge égale à 8 MHz. De plus, le temps de mémorisation nécessaire pour le multiplexage et la compression de temps ne sera que $3T = 12$ ms (voir § 3.3.b).

3.8. Communications sous-marines.

Le problème du filtrage adapté a été abordé au § 3.3. En communications, la difficulté est de reconnaître un code parmi plusieurs possibilités. Les deux solutions envisageables sont, d'une part une batterie de filtres CTD adaptés aux différents codes, d'autre part un filtre CTD à coefficients programmables qui effectue en série les corrélations avec les diverses copies, après compression de temps. La première solution semble préférable, étant donnée la simplicité de réalisation des filtres transversaux à coefficients fixes.

Une autre application possible des CTD concerne l'égalisation autoadaptative du canal de transmission à la réception ([22], [23]), destinée à minimiser l'interférence intersymboles due à l'existence de trajets multiples. L'égaliseur (Fig. 7) se présente sous la forme d'un filtre transversal (qui peut être un CTD), échantillonné à une fréquence $\frac{1}{\Delta}$ égale à la cadence de transmission. La prise de décision s'effectue à la sortie de l'égaliseur. Le nombre de cellules nécessaires dépend beaucoup de la durée de la réponse impulsionnelle du milieu, ainsi que du rythme de transmission désiré. Les pondérations sont renouvelées à chaque coup d'horloge de manière à tenir compte de l'évolution de la réponse impulsionnelle. Le registre CTD doit donc être programmable analogiquement, et les mêmes problèmes se posent que pour la formation de voies adaptative (§ 3.2).

4. - PRINCIPALES FONCTIONS REALISABLES PAR SWD.

L'emploi des SWD en acoustique sous-marine a déjà été discuté dans les références [17] et [18]. D'autre part une grande partie des considérations émises à propos des CTD s'appliquent aussi aux SWD. Nous insisterons donc essentiellement sur les points qui sont spécifiques des SWD.



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

La différence fondamentale entre les deux types de composants est que, dans le cas des CTD, la compression de temps n'est qu'une facilité qui permet le multiplexage de plusieurs signaux, alors que pour les SWD elle est indispensable pour adapter les durées de traitement aux cotes des dispositifs. Les SWD n'auront donc d'intérêt que s'ils opèrent en série sur de nombreuses voies multiplexées.

La compression de temps est actuellement effectuée par des circuits digitaux (DELTAIC), seuls capables de mémoriser les signaux pendant une durée suffisante avec une bonne précision. La nécessité de convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques très performants réduit beaucoup l'intérêt des SWD. Aussi, les progrès des CTD doivent-ils être suivis avec une grande attention, dans la mesure où ceux-ci sont susceptibles d'effectuer très simplement la compression de temps en analogique (§ 3.3.b).

Rappelons enfin que les SWD ont des fréquences de fonctionnement élevées, et opèrent donc sur des signaux HF modulés en amplitude par le signal utile.

4.1. Formation de voies classique multiplexée.

a) Passif.

Si l'antenne est circulaire, cette opération pourrait en principe être réalisée au moyen d'un filtre transversal SWD après compression de temps (Fig.8). Si T est le temps de retard maximum introduit entre hydrophones, les tranches de signal successives issues d'un même capteur doivent se recouvrir sur une durée T (avant compression de temps par k). Soient T_s la durée des tranches, et n le nombre de capteurs utilisés pour former une voie : le filtre transversal possède n coefficients et a une longueur $\frac{nT_s}{k}$. Dans l'exemple du § 3.1, $n = 40$ et $T = 450 \mu s$. Avec $T_s = 2T$ (recouvrement par moitié), un rapport de compression de temps $k = 3600$ est nécessaire pour que la longueur du filtre ne dépasse pas $10 \mu s$. Ceci conduirait à une fréquence d'échantillonnage voisine de 480 MHz en sortie de compression de temps, et n'est donc pas réaliste.

b) Actif (bande étroite).

Par contre la formation de voies décrite au § 3.1.c (fig. 2c) est réalisable aisément avec un filtre transversal SWD précédé d'un multiplexeur CTD. Il suffit que la fréquence d'échantillonnage soit plus élevée (4 MHz en sortie du multiplexeur) pour que la longueur du filtre ne dépasse pas $10 \mu s$.

4.2. Formation de voies adaptative.

On a vu au § 4.1.a que les SWD ne sont pas

adaptés à la compensation des temps de retard. Au contraire ils devraient permettre de diminuer sensiblement par multiplexage le nombre des filtres de pondération adaptatifs. On remarquera d'autre part que les coefficients des filtres transversaux SWD sont programmables analogiquement, ce qui n'est pas encore le cas pour les CTD.

4.3. Filtrage adapté.

Trois types de dispositifs sont envisageables pour ce traitement : lignes dispersives [17], filtres transversaux à coefficients fixes ou programmables, convoluteurs analogiques à effet non-linéaire. Dans tous les cas les signaux de voies sont comprimés en temps et multiplexés, ainsi qu'on l'a montré au § 3.3. Soit par exemple un filtre dont les caractéristiques sont : $\frac{T}{k} = 10 \mu s$, $kB = 20 \text{ MHz}$, $BT = 200$. Pour un code de durée $T = 500 \text{ ms}$, le rapport de compression de temps est $k = 50 000$. La fréquence d'échantillonnage à la sortie de la compression de temps est égale à 25 MHz : ceci n'est pas à la portée des CTD dans l'état actuel de la technologie, et la compression de temps devra être digitale.

4.4. Analyse spectrale.

Plusieurs méthodes permettent d'effectuer l'analyse spectrale au moyen de SWD [17] [18] [24] [25]. L'emploi d'un filtre dispersif permet notamment d'obtenir des sélectivités arbitrairement grandes grâce à des taux de compression de temps très élevés. Les mémoires utilisées à cet effet ne peuvent être que digitales (pour une sélectivité de $\frac{1}{100} \text{ Hz}$, l'information doit être conservée 100 secondes).

4.5. Autres fonctions sonar.

Les SWD peuvent bien entendu être utilisés partout où des filtres sont nécessaires. Par exemple des lignes dispersives peuvent constituer des générateurs d'ondes modulées en fréquence [17].

Une application originale des SWD est l'intercorrélateur Döppler : lorsque le code émis est constitué de deux codes FM hyperboliques croisés, le traitement à la réception consiste à effectuer deux filtrages adaptés à chacune des copies (celles-ci étant insensibles au Döppler). Une mesure du Döppler est alors obtenue par intercorrélation des sorties des deux filtres adaptés. Cette opération serait réalisable par un convoluteur analogique SWD après compression de temps.

4.6. Communications sous-marines.

- Filtrage adapté : Contrairement au cas des CTD (§ 3.8) la solution la meilleure semble être ici un filtre



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

transversal SWD unique, qui effectue en série les corrélations avec les diverses copies.

- Egalisation : On pourrait envisager à cet effet un filtre transversal SWD programmable analogiquement.

5. - PROBLEMES PRATIQUES.

5.1. Limitations des composants [2], [10], [11]

Le tableau suivant résume à titre indicatif les principales limitations pratiques des CTD et des SWD :

| | CTD | SWD |
|----------------------------|-----------------|-------------|
| Temps retard max * | quelques 100 ms | 100 μ s |
| Bande passante | 10 MHz | 100 MHz |
| Produit BT | 1000 | < 5000 |
| Dynamique | 40 - 60 dB | 40 - 60 dB |
| Précision coeff. (filtres) | $\sim 10^{-2}$ | $> 10^{-2}$ |

- Le temps de retard (ou de stockage d'une information) est limité, dans les SWD par la taille maximale des cristaux, dans les CTD par les courants de fuite. Ces derniers sont d'origine thermique et peuvent être réduits par abaissement de la température. Leur influence est surtout néfaste dans les CTD à structure parallèle (notamment les multiplexeurs), car la fuite n'est pas uniforme sur toutes les cellules et donc sur tous les échantillons.
- La bande passante des CTD est inférieure à la moitié de la plus haute fréquence horloge réalisable (théorème de Shannon). La limitation provient de l'inefficacité de transfert par étage ϵ , ou plutôt du produit $N\epsilon$, où N est le nombre d'étages. Pour les fonctions retard (par exemple la formation de voies cf. § 3.1 et § 3.2), la courbe de réponse du registre n'est à peu près plate que si la condition $N\epsilon \ll 1$ est remplie [6]. Par contre [7], le filtrage adapté tolère des inefficacités de transfert beaucoup plus fortes ($N\epsilon \leq 2$). Des valeurs typiques sont : $\epsilon = 10^{-4}$ pour les CCD, $\epsilon = 10^{-3}$ pour les BBD. Au-delà d'une certaine fréquence, ϵ croît très vite c'est ce qui détermine la fréquence limite du dispositif.
- La dynamique d'entrée des CTD et SWD est généralement comprise entre 40 et 60 dB. En ce qui concerne les filtres transversaux, des dynamiques de sortie nettement plus importantes sont atteintes à cause du gain apporté par la sommation [10].

*Lorsque le composant est utilisé comme ligne à retard simple, des retards supérieurs sont possibles (1 s avec les CTD, 1 ms avec les SWD).

Ces valeurs suffisent pour la plupart des applications sonar : en sortie de CAG (voir § 2) la dynamique est de l'ordre de 40 dB. Après formation de voies et dans la suite de la chaîne de réception, le signal numérique est souvent représenté par 11 bits + signe, ce qui correspond à une dynamique de 66 dB. Mais dans la majorité des cas on pourrait se contenter de 60 dB.

- La précision des coefficients de pondération dans les filtres transversaux est de l'ordre de 10^{-2} pour les deux types de composants : dans la grande majorité des cas, une précision plus grande est inutile (dans les calculs digitaux, les pondérations sont rarement représentées par plus de 6 bits).

- Au contraire de la technologie digitale, ni les SWD ni les CTD ne semblent devoir s'appliquer avec succès au filtrage récursif, à cause de la difficulté de réalisation d'amplificateurs de rebouclage très stables et précis. Il est probablement préférable de n'effectuer que des filtrages transversaux, quitte à augmenter le nombre des prises.

- Avec les CTD, des repliements de spectre ("aliasing") apparaissent du fait de l'échantillonnage. Dans certains cas des filtres "anti-aliasing" doivent être intercalés dans la chaîne.

- Il ne faut pas perdre de vue le fait très important que les limitations d'emploi des SWD en sonar proviennent beaucoup plus des circuits de compression et d'expansion de temps que des composants eux-mêmes.

5.2. Etat de la technologie.

- L'introduction de CTD et de SWD dans des systèmes opérationnels est soumise au progrès de la technologie. En effet, la plupart de ces composants ne sont pas encore industrialisés.

- En ce qui concerne les SWD, tous les dispositifs mentionnés au cours de cet exposé existent à l'état expérimental, mais leur commercialisation se heurte à des problèmes de débouchés. Seuls sont industrialisés à l'heure actuelle des lignes à retard et des filtres dispersifs.

- Les technologies CTD, quant à elles, sont en évolution très rapide : des registres à décalage sont sur le point d'apparaître sur le marché. Par ailleurs des filtres transversaux à coefficients fixes ou binaires programmables ont été expérimentés avec succès. Mais de nombreux problèmes subsistent : problème des connexions dans les registres à sorties multiples non sommées, réduction de la diaphonie et du bruit dans les multiplexeurs et démultiplexeurs ; réalisation sous



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES
COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

forme intégrée de filtres à coefficients programmables analogiquement ; simplification des commandes jusqu'à obtenir des circuits "compatibles TTL". La faisabilité de certains dispositifs décrits dans la section 3 reste donc à démontrer : c'est le cas notamment des mémoires de compression de temps (§ 3.3.b) et des registres à sorties multiples utilisés pour la formation de voies (§3.1)

- Parmi les CTD, plusieurs technologies sont en compétition : les BBD présentent un compromis efficacité de transfert-fréquence de fonctionnement moins bon que les CCD, et sont moins compacts. Par contre leur processus de fabrication est plus simple (technologie MOS standard) [26]. Par ailleurs, dans les structures "charge-sloshing", l'information est stockée à un emplacement fixe et lue de manière non destructive par déplacement des charges à l'intérieur même de la cellule élémentaire [9], [10] : les problèmes d'inefficacité de transfert et de diaphonie disparaissent, au prix d'un coût de fabrication plus élevé.

5.3. Problèmes d'architecture.

Dans l'hypothèse où toutes les fonctions sonar décrites dans les parties 3 et 4 seraient réalisables pratiquement au moyen de CTD ou de SWD, la question fondamentale est de savoir où l'emploi de ces composants serait effectivement rentable vis-à-vis des technologies digitales. C'est un problème ardu que nous ne prétendons pas résoudre en quelques lignes. Quelques considérations aideront cependant à mieux éclairer le sujet.

Les CTD et SWD seront surtout utiles lorsqu'ils introduiront un gain de volume et de consommation important par rapport au numérique : formation de voies, filtrages transversaux. Les traitements simples (normalisation en passif), ou ceux qui au contraire exigent des spécifications très sévères (analyse spectrale en passif), resteront vraisemblablement l'apanage du numérique. On notera à ce propos que les CTD pourraient aisément être employés comme circuits digitaux, et que leur haute densité d'intégration est susceptible d'apporter un gain de volume très net par rapport aux technologies classiques.

D'autre part, il ne faut pas considérer des fonctions sonar isolées, en faisant abstractions des liens avec le reste de la chaîne : la réalisation d'un traitement en CTD ou en SWD ne sera pas intéressante a priori, si elle nécessite des conversions digital-analogique puis analogique-digital. Si l'on se

souvient que l'entrée d'un sonar (signaux d'hydrophones) est toujours analogique, et que l'extraction en fin de chaîne est plutôt un problème digital, les CTD et SWD devraient intervenir en début de chaîne, afin de retarder le passage au numérique.

Un sonar passif pourrait à l'avenir voir sa formation de voies (classique ou adaptative) réalisée en CTD, la conversion analogique-digital ayant lieu avant l'analyse spectrale. En sonar actif, après une formation de voies également par CTD, le filtrage adapté pourrait être effectué par des CTD (ou des SWD si le nombre de voies à traiter et la largeur de bande du signal sont très grands). Le passage en digital pourrait ne prendre place qu'après la normalisation. En tout état de cause, seule une étude approfondie des systèmes permettra de déterminer les structures optimales à adopter.

Un choix est à faire entre traitement parallèle des différentes voies et traitement série. Ce dernier entraîne une diminution notable du nombre de circuits (à condition que la compression de temps soit simple), au détriment de la fiabilité du système : il faut prévoir alors un doublement de la chaîne afin de pallier la défaillance éventuelle d'un circuit.

6. - CONCLUSION.

Les divers exemples de réalisations possibles de fonctions sonar avec les technologies CTD et SWD que l'on vient de décrire, montrent l'intérêt de ces composants pour les systèmes de traitement utilisés en acoustique sous-marine.

L'emploi des SWD est limité par la grande différence qui existe entre les gammes de fréquences de ces composants et celles que l'on utilise en sonar. Cela conduit à la nécessité d'utiliser des compressions de temps importantes que l'on ne sait réaliser qu'en digital. L'emploi des CTD pourrait apporter une solution simple à ce problème mais leur rapidité reste encore insuffisante. La technologie SWD sera très intéressante lorsque l'on aura besoin de vitesses de calcul très élevées.

En revanche, les performances atteintes aujourd'hui par les composants CTD sont telles qu'il est très raisonnable d'envisager leur emploi prochain dans les systèmes sonars. Leurs gammes de fréquence en particulier sont bien adaptées à celles des sonars, mais il faut noter cependant une valeur relativement faible des temps de mémoire maxima réalisables en regard de la durée des signaux les plus longs utilisés. Cette technologie est arrivée actuellement à un point où il est néces-

saire d'étudier les possibilités de son utilisation pour des fonctions simples en réalisant des maquettes probatoires. On sera ainsi à même d'une part de juger si les avantages attendus par rapport aux techniques digitales justifient l'emploi des CTD dans tel ou tel domaine, et d'autre part, de définir le profil des futurs composants.

Il est enfin nécessaire, tant avec les CTD que les SWD, de se pencher sur le problème de l'architecture des systèmes pour bien définir les domaines d'application de ces nouvelles technologies.

- REFERENCES -

- [1] M.F. Tompsett "Charge Transfer Devices", J. Vac. Sci & Tech., vol 9, p. 1166 (July-August 1972)
- [2] M.G. Holland and L.T. Claiborne "Practical Surface Acoustic Wave Devices" Proceedings IEEE vol 62-5, p. 582-611 (May 1974)
- [3] F.L.J. Sangster and K. Teer "Bucket-Brigade Electronics - New possibilities for Delay, Time-axis Conversion, and Scanning" IEEE Journal of Solid State Circuits, vol SC-4 n° 3, p. 131 (June 1969)
- [4] W.S. Boyle and G.E. Smith "Charge Coupled Semiconductor Devices" B.S.T.J. p. 587 (April 1970)
- [5] M.J.J. Thenmissen and L.J. Esser "PCCD Technology and Performance" Proc. Int. Conf. on Technology and Applications of Charge Coupled Devices" Edinburgh 25-27 Sept. 1974
- [6] M.F. Tompsett and E.J. Zimany "Use of Charge Coupled Devices for Delaying Analog Signals" IEEE Solid-State Circuits, vol SC-8 n° 2 p. 151-157 (April 1973)
- [7] D.D. Buss, D.R. Collins, W.H. Bailey and C.C. Reeves "Transversal Filtering Using Charge Transfer Devices" IEEE Solid-State Circuits vol SC-8 n° 2, p. 138 (April 1973)
- [8] C.S. Hartmann, L.T. Claiborne, D.D. Buss and E.J. Staples "Programmable Transversal Filters Using Surface Waves, Charge Transfer Devices and Conventional Digital Approaches" Proc. International Specialist Seminar on "Component Performance and Systems Application of SAW Devices" Aviemore Scotland 25-28 Sept. 1973
- [9] J.J. Tiemann, W.E. Engeler, R.D. Baertsch and D.M. Brown "Intracell Charge-Transfer Structures for Signal Processing" IEEE Trans. on Electron. Devices, vol ED-21 n° 5 p. 300-307 (May 1974)
- [10] J.J. Tiemann, W.E. Engeler and R.D. Baertsch "A Surface-Charge Correlator" IEEE Journal of Solid State Circuits, vol SC-9 n° 6 p. 403-410 (Dec 1974)
- [11] D.D. Buss, W.H. Bailey and A.F. Tasch "Signal Processing Applications of Charge-Coupled Devices" Proc. Int. Conf. on Technology and Applications of Charge Coupled Devices. Edinburgh 25-27 Sept. 1974
- [12] R.M. White "Surface Elastic Waves" Proceedings IEEE vol 58-8 p. 1238-1277 (August 1970)
- [13] C.S. Hartmann, D.T. Bell and R.C. Rosenfeld "Impulse Model Design of Acoustic Surface-Wave Filters" IEEE Trans. Microwave Theory Techn. vol MTT-21 p. 162-175 (April 1973)
- [14] Ph. Defranould "100 MHz Mosfet Detection of Rayleigh Surface Waves" Ultrasonics Symposium Boston 1972
ou : E.J. Staples and L.T. Claiborne "A Review of Device Technology for Programmable Surface Wave Filters" IEEE Trans. Microwave Theory Techn. MTT-21 n° 4 p. 279 (April 1973)
- [15] M. Luukkala and G.S. Kino "Convolution and Time Inversion Using Parametric Interactions of Acoustic Surface Waves" Appl. Phys. Lett. vol 18 p. 393 (May 1971)
- [16] L.T. Claiborne and D.D. Buss "Analog Signal Processing Using Surface Wave and Charge-Coupled Devices" Int. Microwave Symp. June 1974 Atlanta Georgia
- [17] P. Tournois and J. Bertheas "Use of Dispersive Delay Lines for Signal Processing in Underwater Acoustics" JASA 46, p. 517-531 (Sept. 1969)
- [18] J. Bertheas and P. Tournois "Applications of Microwave Acoustic Components to sonar Signal Processing" Proc. Int. Spec. Seminar on "Component Performance and System Applications of Surface Acoustic Wave Devices", IEE Conference Publication n° 109, Sept. 1973
- [19] B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths, B.B. Goode "Adaptive Antenna Systems" Proc. IEEE vol 55, p. 2143 (Dec 1967)
- [20] R.W. Means, D.D. Buss and H.J. Whitehouse "Real Time Discrete Fourier Transforms Using Charge Transfer Devices" Proc CCD Applications Conference San Diego p. 127 (Sept. 1973)
- [21] L. Rabiner, R.W. Schafer and C.M. Rader "The Chirp Z-Transform Algorithm" IEEE Trans. Audio and Electroacoustics AU-17 p. 86 (June 1969)
- [22] R.W. Lucky "Automatic Equalization for Digital Communication" B.S.T.J. 44 p. 547 (April 1965)
- [23] A. Gersho "Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission" B.S.T.J. p. 55-70 (Jan. 1969).
- [24] J. Bertheas, J. Guyot et P. Tournois "Analyse Spectrale analogique au moyen de filtres dispersifs". Troisième Colloque GRETSI Nice 1-5 juin 71
- [25] J.M. Alsup, R.W. Means and H.J. Whitehouse "Real Time Discrete Fourier Transform Using Surface Acoustic Wave Devices". Proc IEE Int. Spec. Sem. on Component Performance and System Applications of Surface Acoustic Wave Devices. Aviemore, Scotland, 25-27 Sept. 1973
- [26] J.L. Berger "Comparaison des performances des dispositifs BBD et CCD appliqués aux senseurs optiques" Onde Electrique, vol 54 n° 7, p. 331-342 (1974)



PERSPECTIVES OFFERTES PAR LES DISPOSITIFS A TRANSFERT DE CHARGE ET LES COMPOSANTS ACOUSTIQUES DANS LE TRAITEMENT DES SIGNAUX SONAR

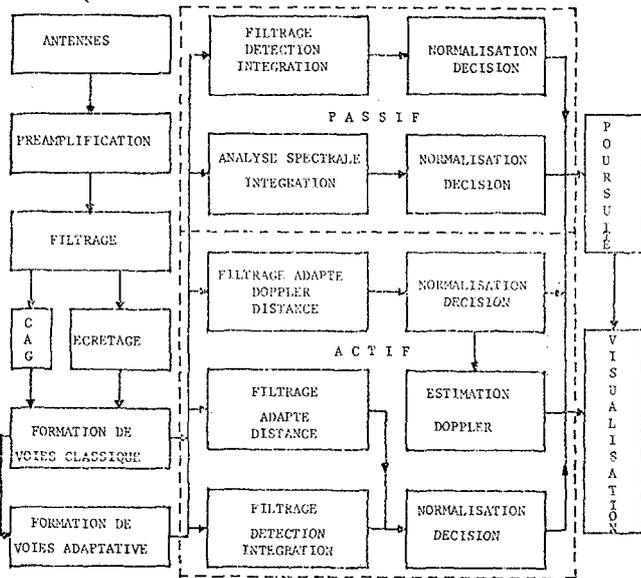
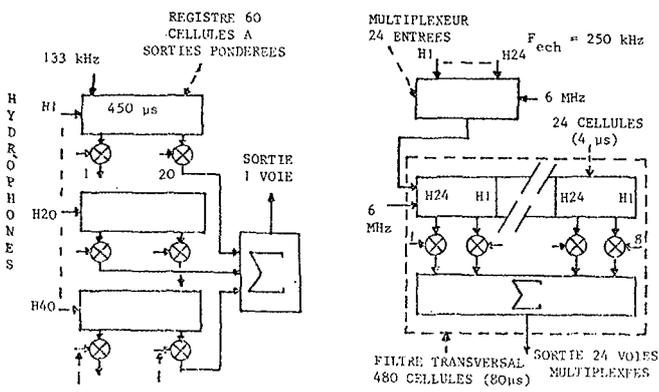


FIGURE 1 - SYNOPTIQUE GENERAL DES FONCTIONS SONAR



a) LARGE BANDE (TRAITEMENT PARALLELE)

b) LARGE BANDE (TRAITEMENT SERIE)

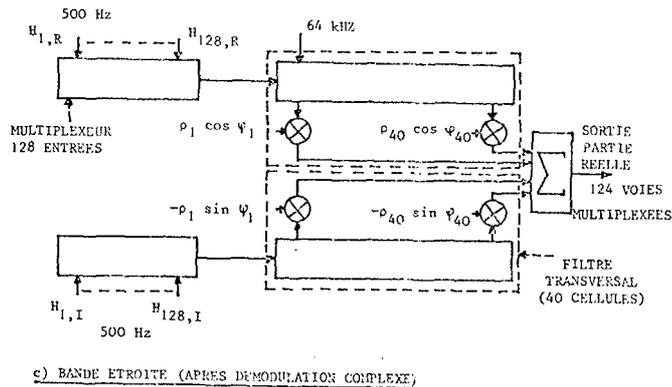


FIGURE 3 - FORMATION DE VOIES ADAPTATIVE PAR CTD

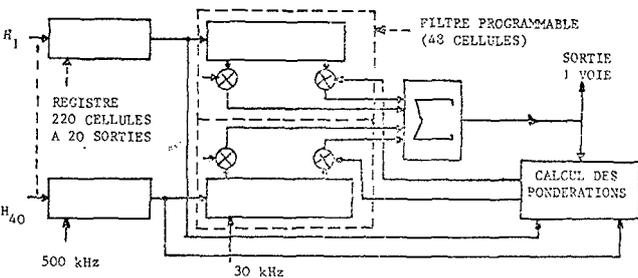


FIGURE 4 - EGALISATION ADAPTATIVE

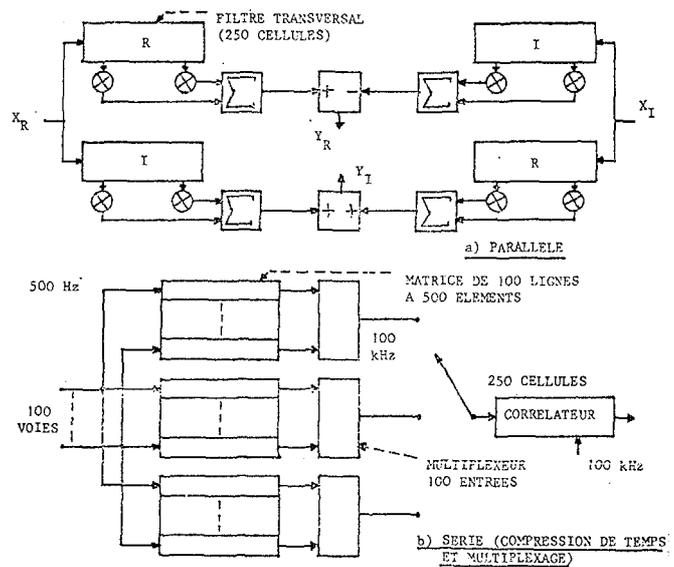
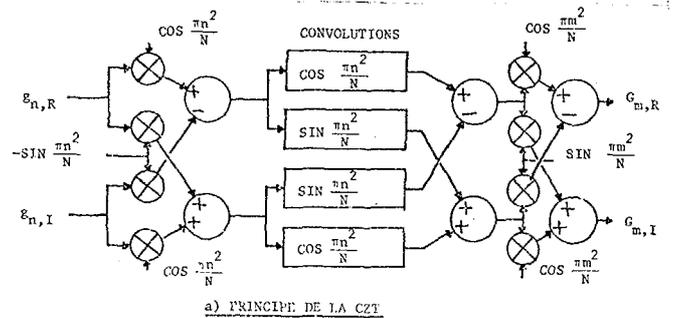
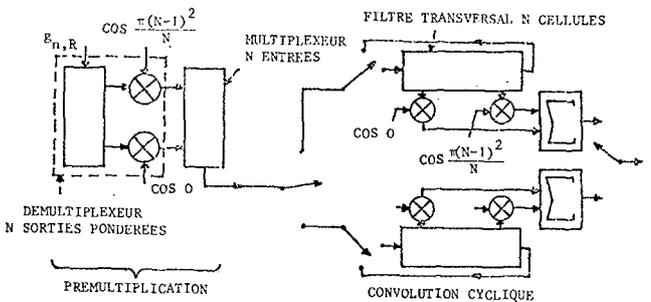


FIGURE 5 - FILTRAGE ADAPTE PAR CTD

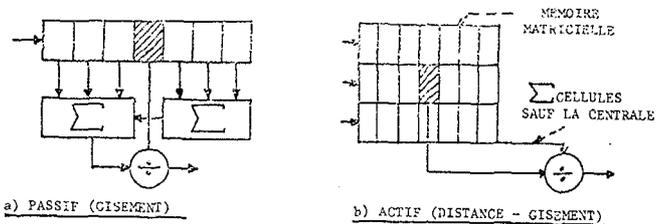


a) PRINCIPE DE LA CFT



b) PRINCIPE DE LA REALISATION AU MOYEN DE CTD

FIGURE 6 - TRANSFORMATION DE FOURIER DISCRETE PAR L'ALGORITHME CFT



a) PASSIF (GISEMENT)

b) ACTIF (DISTANCE - GISEMENT)

FIGURE 7 - NORMALISATION PAR CTD

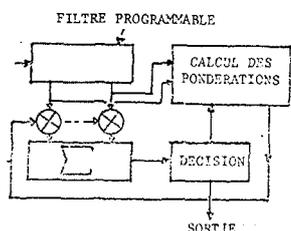


FIGURE 9 - EGALISATION ADAPTATIVE

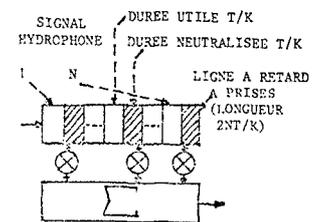


FIGURE 10 - FORMATION DE VOIES LARGE BANDE PAR SVD (ANTENNE CIRCULAIRE)