

# HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 1<sup>er</sup> au 5 JUIN 1981

TRAITEMENT D'ANTENNE ACOUSTIQUE PAR UNE TECHNIQUE HYBRIDE

G.SALVINI,A.CALAORA,C.GAZANHES,J.MORHANGE

LMA-CNRS B.P. 71 13277 MARSEILLE CEDEX 9

## RESUME

Une simplification importante est apportée dans la formation de voies et la focalisation à partir des signaux délivrés par une antenne linéaire, en adoptant une technique hybride analogique-numérique.

Le pointage d'une antenne vers une source à l'infini ou la focalisation en un point proche, est obtenu par sommation des signaux  $v$  de fréquence  $F$  issus de  $N$  capteurs, après multiplication de chacun d'eux par un signal auxiliaire  $v'$  de fréquence  $F'$ , dont la phase est choisie suivant une loi spécifique de la surface d'onde échantillonnée par l'antenne.

La nouveauté réside dans la manière de:

- 1- multiplier  $v$  par  $v'$  au moyen de simples portes analogiques à effet de champ;
- 2- réaliser la loi des phases avec un registre à décalage numérique dont les sorties commandent les portes analogiques; les retards sont donnés par l'horloge de décalage du registre  $F\varphi$ .

Le couplage portes analogiques-registre à décalage numérique autorise la commande numérique de l'antenne et procure certains avantages dont:

- composants peu coûteux permettant avec un seul registre la formation de plusieurs lobes simultanément (temps réel), ou l'exploration électronique, ou la focalisation, dans une ou deux dimensions;
- précision élevée;
- adaptation du traitement à une surface d'onde quelconque;
- focalisation dynamique.

## SUMMARY

An important simplification is made to beamforming and focusing from signals provided by an array antenna, with use of hybrid analogic-digital technic.

Pointing of antenna towards a direction or focusing is achieved by adding signals  $v$ , frequency  $F$ , produced from  $N$  elements, after multiplication of each of them by an auxiliary signal  $v'$ , frequency  $F'$ , the phase of which is chosen according to a specific law of the wave surface sampled by the antenna.

The new way of treatment lies in:

- 1-multiplication of  $v$  by  $v'$ , using MOSFET analogic gates;
- 2-making the law of phases with a digital shift-register whose outputs control the analogic gates; delays are provided by the shift clock  $F\varphi$  of register.

Coupling analogic gates-digital shift register allows digital control of antenna and some advantages such as:

- inexpensive components allowing with only one register simultaneous beams (real time), or electronic scanning, or focusing, in one or two dimensions;
- high accuracy;
- matching to any wave surface;
- dynamic focusing (electronic variation of focus).



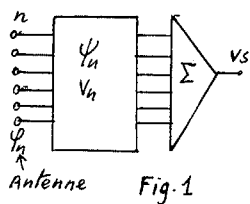
FORMULATION DE LA REPONSE SPATIALE D'UNE ANTENNE LINEAIRE.

L'antenne réceptrice est formée par une ligne de N capteurs équidistants fournissant N signaux. Afin d'obtenir un signal maximal dans une direction de pointage  $\theta_M$  en ondes planes ou en un point proche de coordonnées ZM, XM en ondes sphériques (focalisation), il est classique de faire une opération de sommation de ces N signaux après avoir égalisé leurs phases. Cette opération s'identifie à une DFT. Un traitement de pondération d'amplitude permet l'apodisation de la réponse (suppression des lobes secondaires) [1]. Nous avons donc à réaliser un système se fondant sur les résultats suivants:

-1- Ondes planes: source d'amplitude unité à l'infini.

Le module de la tension de sortie  $v_s$  est:

$$V(\theta) = \left[ \left( \sum_{n=0}^{N-1} V_n \cos(\psi_n - \varphi_n) \right)^2 + \left( \sum_{n=0}^{N-1} V_n \sin(\psi_n - \varphi_n) \right)^2 \right]^{1/2}$$



$$\varphi_n = 2\pi n d \sin \theta$$

$\varphi_n$  déphasage du signal de rang n par rapport au 1<sup>o</sup> capteur.

$$\psi_n = 2\pi n d \sin \theta_M$$

$\psi_n$  déphasage apporté par le traitement.

$V_n$ , amplitude du signal après pondération et avant sommation.

$d$ , distance entre capteurs.

$\lambda$ , longueur d'onde de la porteuse ultrasonore  $F = \frac{c}{\lambda}$ .

$\theta$ , angle de la direction d'une source.

$\theta_M$ , angle de pointage de l'antenne.

$V(\theta)$  est le traditionnel "diagramme de directivité".

Il est modifié dans le cas de capteurs non ponctuels par:  $V'(\theta) = D(\theta) \times V(\theta)$

où  $D(\theta)$  est la directivité d'un capteur.

La répartition des phases  $\psi_n$  constitue la "loi des phases".

Le traitement d'amplitude est très classique et peut utiliser une fenêtre de Kaiser-Bessel

-2- Ondes sphériques: Les sources sont proches de l'antenne. On règle les déphaseurs  $\psi_n$  pour "focaliser" c'est-à-dire pour que la réponse en amplitude du système soit maximale dans une région donnée de l'espace.

Une source ponctuelle placée en  $(X, Z)$  produit un signal après traitement dont le module est:

$$V(x, z) = \left[ \left( \sum_{n=1}^N V_n \cos(\psi_n - \varphi_n) \right)^2 + \left( \sum_{n=1}^N V_n \sin(\psi_n - \varphi_n) \right)^2 \right]^{1/2}$$

où  $\psi_n - \varphi_n = 2\pi \frac{(l_{Mn} - l_n)}{\lambda}$

$$l_{Mn} = \left[ Z_M^2 + (X_M - X_n)^2 \right]^{1/2} - Z_M$$

$$X_n = \left( \frac{N+1}{2} - n \right) d, \quad N \text{ pair,}$$

$$r_n = \left[ Z^2 + (X - X_n)^2 \right]^{1/2}$$

$$l_n = r_n - Z$$

$$V_n = V'_n \cdot V''_n \cdot V_{cn}$$

$V'_n$  fenêtre d'apodisation.

$V''_n = \frac{V_0 r_0 F}{F_0 r_n}$  amplitude de l'onde sphérique;  $V_0$ , amplitude de du signal produit à la distance  $r_0$   
 $F_0$ , fréquence nominale de l'antenne

$r_n$ , distance source-capteur n

$X_n$ , distance entre le centre de l'antenne et le capteur de rang n.

$V_{cn}$ , coefficient de correction de l'apodisation altérée par la divergence de l'onde sphérique,  
 $F$ , fréquence de la porteuse (signal acoustique).

$X_M, Z_M$ , coordonnées du point de focalisation.

Origine des phases: celle du point où le front d'onde atteint l'antenne (projection de la source sur l'axe X)

ANTENNE A REGISTRE.

Un certain nombre d'auteurs ont proposé de réaliser les déphasages  $\psi_n$  au moyen de lignes à retard où  $\psi_n = \omega \tau$  résulte du temps de propagation  $\tau$  des signaux. Certaines dispositions effectuent ce retard sur chaque capteur (CCD, SAW) [4,5] ou dans un registre à décalage commandant des convertisseurs-multiplieurs numérique-analogiques [3]. Il apparaît que toutes ces solutions sont onéreuses en raison de la nécessité du nombre élevé de composants coûteux.

Nous proposons ici une technique de réalisation ne comportant que des portes analogiques (échantillonneurs électroniques) commandées par un registre à décalage numérique dont l'usage est très répandu en logique.

PRINCIPE DU TRAITEMENT DE PHASE.

Afin de réaliser physiquement l'égalisation des phases des N signaux, on fait appel à la méthode hétérodyne dans laquelle l'oscillateur local, ici, possède une phase dont on retient l'effet:

le signal issu d'un capteur est  $V_s \sin(\omega t - \varphi)$ ;

on en fait le produit par le signal auxiliaire ou local  $V' \sin(\omega' t - \psi)$ . On obtient:

$$V_s = V V' \sin(\omega t - \varphi) \cdot \sin(\omega' t - \psi) = \frac{V V'}{2} \left[ \cos((\omega - \omega')t - \varphi + \psi) - \cos((\omega + \omega')t - \varphi - \psi) \right]$$

Après filtrage passe-bande pour éliminer le terme en  $(\omega + \omega')$  il reste:

$$V_{s2} = K V C \cos((\omega - \omega')t - \varphi + \psi) \quad K = c \frac{t_0}{2}$$

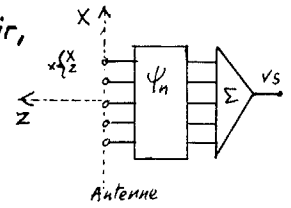
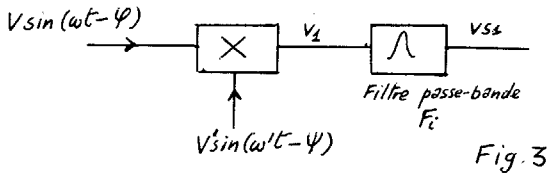


Fig. 2

TRAITEMENT D'ANTENNE ACOUSTIQUE PAR UNE TECHNIQUE HYBRIDE

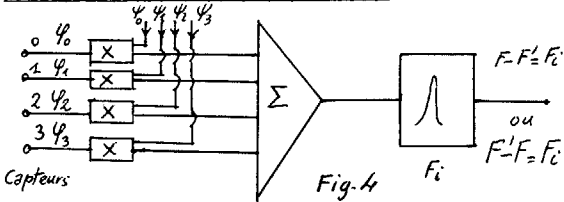


$\omega$ , pulsation de l'ultrason,  
 $\omega'$ , pulsation de l'oscillateur local.  
 Si  $\psi = \psi_1$ ,  $v_{s1} = K V \cos(\omega - \omega')t$   
 De façon générale, si  $\psi_n = \psi_n + \psi_0$  où  $\psi_0$  est un déphasage constant:

$$v_{sn} = K V_n \cos(\omega - \omega')t + \psi_0$$

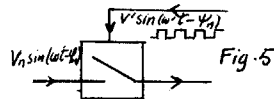
tous les signaux issus des capteurs n sont en phase.  
 Leur somme est maximale.

Disposition pour quatre capteurs.-



F, fréquence de l'ultrason.  
 F', fréquence de l'oscillateur local.  
 F-F' ou F'+F=Fi, fréquence de résonance du filtre passe-bande.

REALISATION DES MULTIPLIEURS.



Une porte analogique ou échantillonneur commandée par un signal carré de pulsation fondamentale  $\omega'$  effectue le produit de  $V_2 \sin(\omega t - \phi_n)$  par chacun des termes de la série de Fourier de ce signal. On obtient donc les composantes:

$$F-F', F+F', F-2F', F+2F', F-3F', F+3F', \text{etc} \dots$$

où l'on isole le terme F-F' avec le filtre passe-bande après la sommation (on n'utilise ainsi qu'un seul filtre pour former une voie).

La simplicité et l'économie d'un tel multiplieur sont évidentes: les informations de phase et d'amplitude ne sont pas altérées. Le prix d'un dispositif de ce genre est de quelques centimes.

REALISATION DES SIGNAUX DÉPHASÉS

On utilise un registre à décalage à entrée série et sorties parallèles (par exemple 74LS164). L'entrée série, par où se fait le chargement, est reliée au signal carré dont le fondamental est  $V \sin(\omega t + \psi_0)$ . La commande de décalage des sorties du registre est "l'horloge de phase" qui donne le retard élémentaire entre deux prises:  $\tau_e = \frac{1}{F_\psi}$ . Le chargement s'effectuant à la fréquence F', le déphasage élémentaire est:

$$\psi_e = \omega' \tau_e = 2\pi \frac{F'}{F_\psi}$$

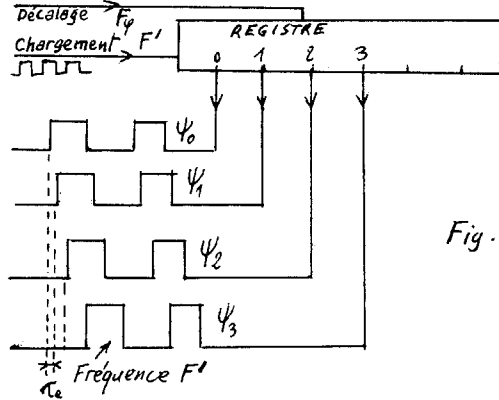


Fig. 6

On dispose ainsi de N signaux carrés  $\psi_n$  dont on peut choisir les phases respectives en agissant sur l'horloge de phase  $F_\psi$  ou par connexion sur des sorties (ou prises) du registre déterminées. Il est donc possible de réaliser une "loi des phases" quelconque. On aboutit aux structures suivantes:

-1- Ondes planes-

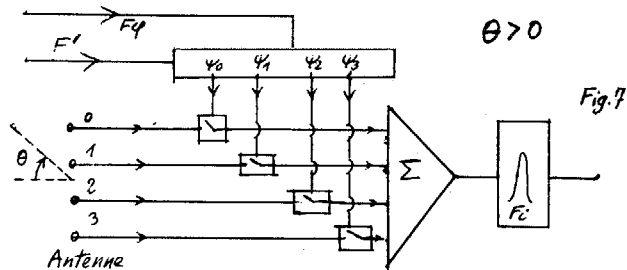


Fig. 7

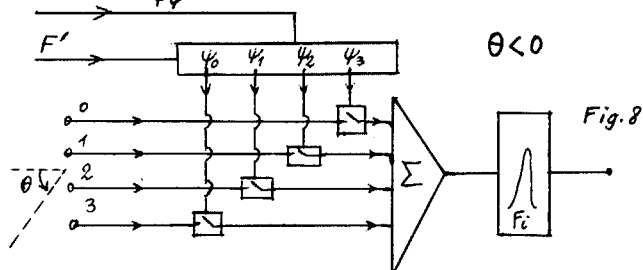


Fig. 8

Ainsi, le même registre sert pour former les voies d'angle  $\theta$  quelconque,  $\theta > 0$  ou  $\theta < 0$

Chaque voie indépendante comporte donc: ses portes analogiques (par exemple CMOS. 4016), un sommateur, un filtre passe-bande; elle met en commun avec les autres: l'antenne et le registre.

Si l'on saute m prises, le déphasage entre deux signaux  $\psi_n$  devient:  $\psi_n' = m \psi_e$ .

L'angle de pointage de l'antenne est donné par:

$$\psi_n = \psi_n$$

$$\text{soit: } 2\pi n \frac{F'}{F_\psi} m = 2\pi n \frac{d}{\lambda} \sin \theta m$$

$$\theta_m = \text{Arc sin} \left( \frac{c}{d} \frac{F'}{F} \frac{1}{F_\psi} m \right)$$

c, célérité des ultrasons.



Remarques.- Exploration continue ou "scanning"-

L'expression de  $\theta_M$  montre qu'un lobe de l'antenne peut balayer l'espace de façon continue grâce à la variation de  $F\varphi$ . La précision de cette fréquence, délivrée par un synthétiseur, étant très élevée, celle du pointage  $\theta_M$  n'est limitée que par les paramètres physiques liés à la construction mécanique de l'antenne et à la célérité du son.

Cette expression montre aussi que si la célérité  $c$  varie, il est possible de compenser automatiquement le pointage par  $F\varphi$ .

Il apparaît donc ici que la commande numérique de  $F\varphi$  permet le contrôle électronique du pointage  $\theta_M$  de l'antenne.

Lorsque  $\theta_M=0$ ,  $\psi_e=0$  exigerait une fréquence  $F\varphi$  infinie irréalisable. Pour cette voie, il suffit de faire la sommation directe des signaux, car leurs phases sont nulles ou constantes (onde plane en incidence normale).

-2- Ondes sphériques.-

A- Focalisation statique.-

Le point où l'on cherche à focaliser est fixe, de coordonnées  $X_M, Z_M$ . On donne ici le schéma d'une structure pour focaliser sur l'axe Z ( $X_M=0$ ).

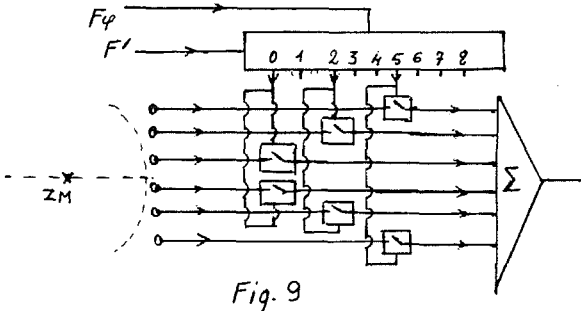


Fig. 9

L'origine des phases pour le calcul de  $\psi_n$  est dans ce cas au centre de l'antenne:

$$l_{Mn} = r_{Mn} - Z_M, \quad r_{Mn} = [Z_M^2 + (X_M - X_n)^2]^{1/2}$$

$$\psi_n = \frac{2\pi}{\lambda} l_{Mn} = m 2\pi \frac{F'}{F\varphi} \quad 1 < n < N$$

$$l_{Mn} = \frac{c}{F} \frac{F'}{F\varphi} m$$

La relation  $m = \frac{F}{c} \frac{F\varphi}{F'} l_{Mn}$  permet le calcul des prises  $m$  comptées à partir du centre de l'antenne (les capteurs 3 et 4 sont relatifs aux prises  $m=0$  du registre).

Le registre est une sorte d'échantillonneur de phase vis à vis de la surface d'onde. Cette disposition fait comprendre pourquoi il serait possible d'adapter le système à une surface d'onde quelconque, les planes et sphériques apparaissant comme des cas particuliers.

-B- Focalisation dynamique.-

On calcule les prises  $m$  pour focaliser sur l'axe Z à la distance  $Z_M$ , la fréquence  $F\varphi$  étant fixée. Les connexions établies, on fait alors varier  $F\varphi$ , ce qui entraîne la modification de  $l_{Mn}$ , donc celle de  $Z_M$ . Les limites de variation de la focale sont établies par le calcul numérique de  $V(X, Z)$ .

Remarques.- Ici encore se dégage le rôle prépondérant de la fréquence  $F\varphi$  capable de contrôler les caractéristiques de l'antenne.

Une commande numérique supplémentaire apparaît possible par commutation de l'ensemble des prises  $m$  utilisées: si  $F\varphi$  permet une variation continue de la focale  $Z_M$ , l'action des prises  $m$  donne la possibilité de modifier instantanément la loi des phases, donc l'adaptation totale (comme le passage d'une surface d'onde plane à une sphérique). Un calculateur numérique pourrait exécuter ce genre d'opération par programme. Ce projet est actuellement à l'étude.

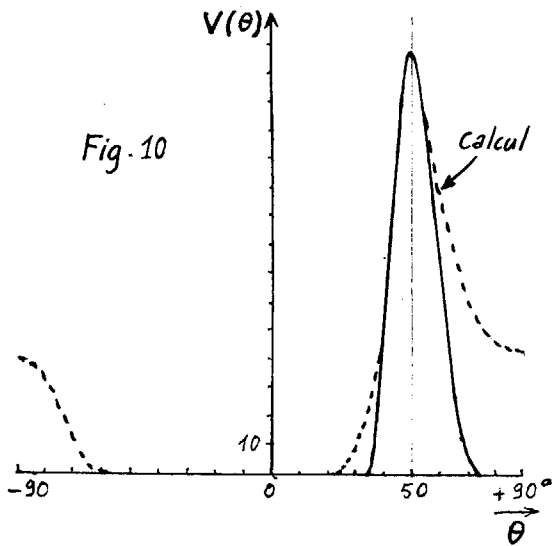
La modulation de la fréquence  $F\varphi$  pourrait fournir une loi des phases donnant simultanément focalisation et balayage [2].

VERIFICATIONS EXPERIMENTALES.

Une maquette d'antenne à registre comportant  $N=10$  capteurs a été réalisée au LMA-CNRS de Marseille. Elle fonctionne à une fréquence nominale  $F=83.333$  Hz dans l'eau, avec une distance entre capteurs  $d = \frac{\lambda}{2} = 9$  mm. Ceux-ci ne sont pas ponctuels. Le registre possède 256 sorties ( $F\varphi$  peut atteindre 36 MHz); il permet donc un échantillonnage de phase très fin. Avec  $F\varphi = 10$  MHz,  $\tau_e = 100$  ns,  $F' = 33.333$  Hz,  $\psi_e = 1,2^\circ$ ,  $F_c = 50$  kHz. Nous avons effectué quelques calculs afin d'évaluer les performances de l'antenne et de vérifier le bien fondé des formules qui régissent le fonctionnement du système de traitement en confrontant les résultats avec ceux des mesures.

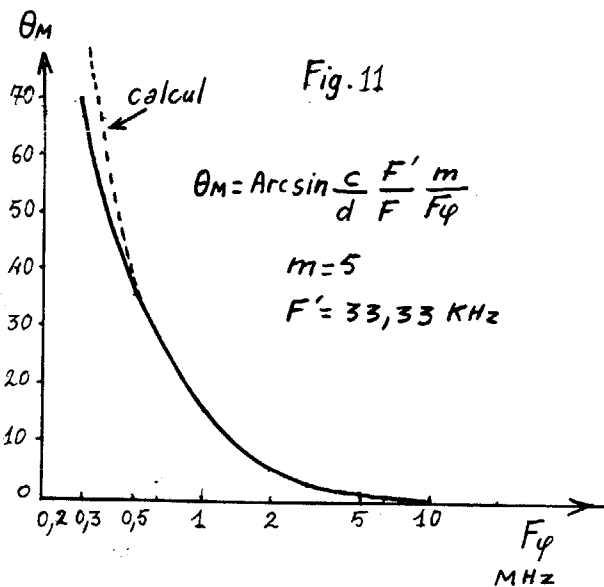
-1- Ondes planes.- Nous avons réalisé cinq voies préformées (indépendantes), dont une voie par sommation directe ( $\theta_M = 0$ ) et quatre par le traitement hybride. La figure 10 représente un diagramme typique pour  $\theta_M = 50^\circ$  où la courbe expérimentale en trait plein semble indiquer des performances en directivité meilleures qu'en théorie: ce phénomène est la conséquence de la dimension des capteurs non ponctuels, qui par multiplication modifient le diagramme de l'antenne. Pour les grands angles il en résulte un décalage du pointage précisé sur la courbe de la figure 11 représentant la variation de  $\theta_M = \text{Arcsin} \frac{c}{d} \frac{F'}{F} \frac{m}{F\varphi}$

TRAITEMENT D'ANTENNE ACOUSTIQUE PAR UNE TECHNIQUE HYBRIDE



La séparation des angles positifs et négatifs est excellente si l'antenne est électriquement et mécaniquement bien conçue: aucun lobe parasite n'apparaît dans une voie du fait du traitement.

Le temps de formation d'une voie, défini par la durée du train de sinusôides d'amplitude minimale encore observable à la sortie du filtre passe-bande, est d'environ 200 μs. Avec F=83,333 kHz (T=12 μs) il faut donc 17 périodes de signal pour obtenir une voie. Le temps de montée du filtre passe-bande apparaît comme une cause essentielle dans la limitation de la rapidité du système.

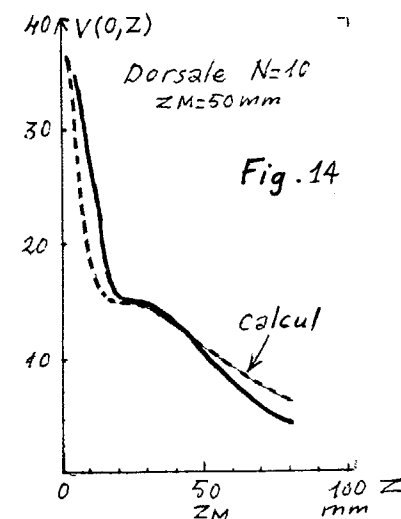
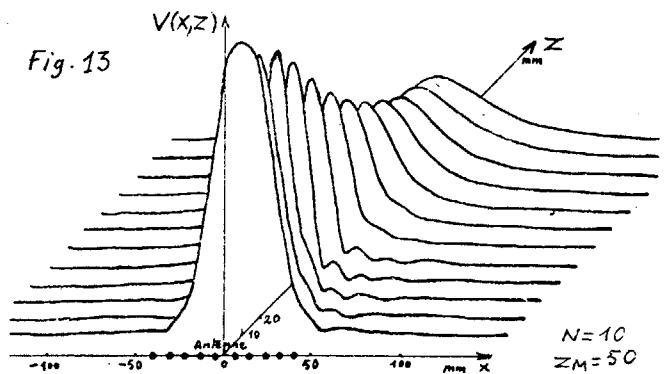
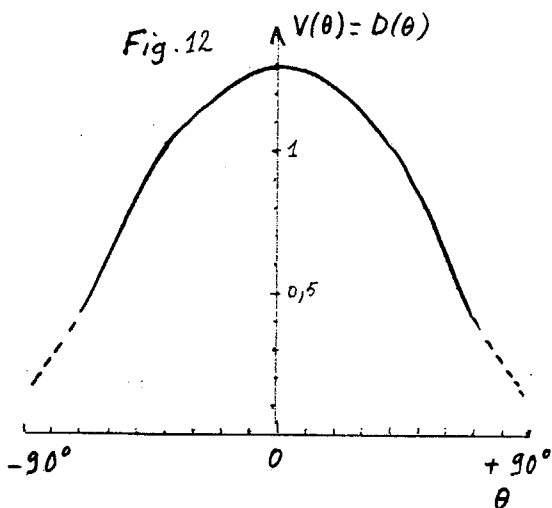


-2- Ondes sphériques.- A-Focalisation statique.-

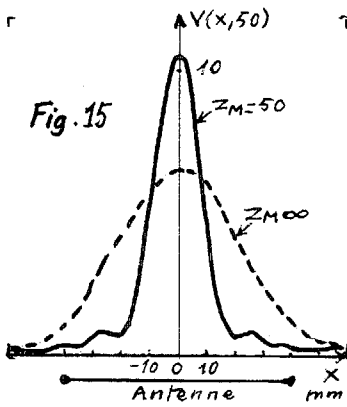
On a calculé V(X,Z), figure 13 lorsque les  $\Psi_n$  sont choisis pour focaliser en ZM=50mm. Ce réseau de courbes montre l'efficacité de l'apodisation de Kaiser-Bessel. La focalisation se produit dans la région entourant ZM=50mm, sur l'axe Z, XM=0. Avec N=10 capteurs, le phénomène se traduit surtout par une réduction de la largeur des courbes transversales définies par V(X,Zk) autour de ZM; sur la dorsale V(0,Z) (lieu des sommets) figure 14, la focalisation est peu perceptible.

en fonction de  $F_\phi$  tracée sur une voie en exploration continue ("scanning"): le "dépointage observé n'est pas dû au traitement.

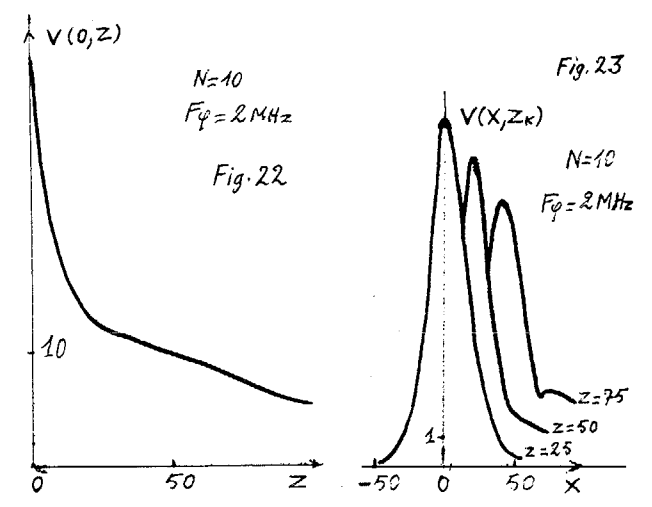
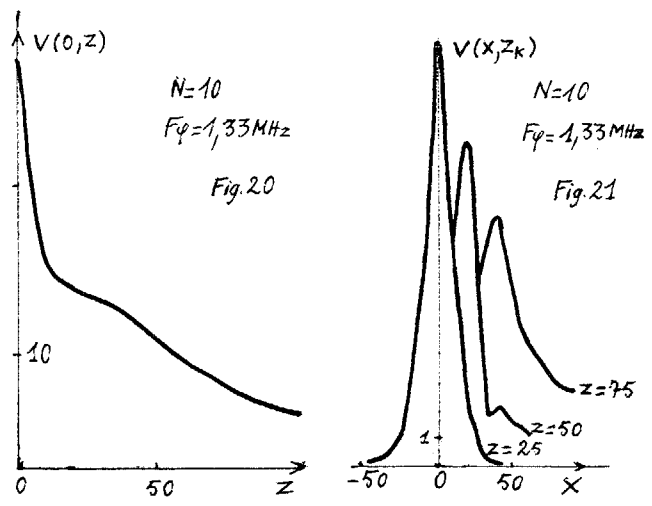
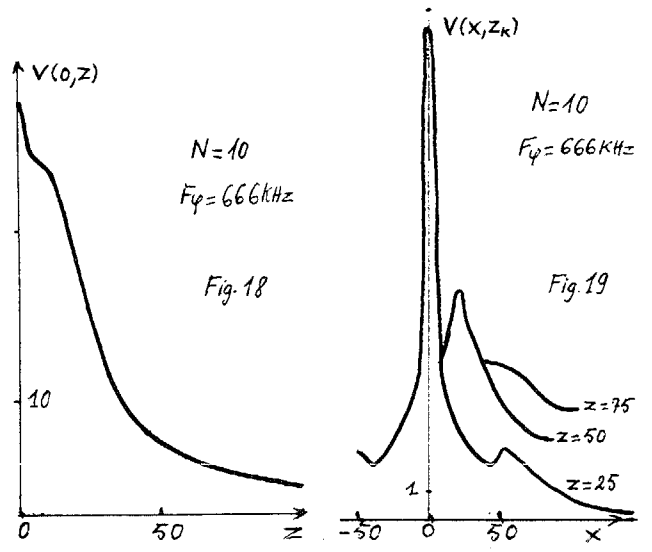
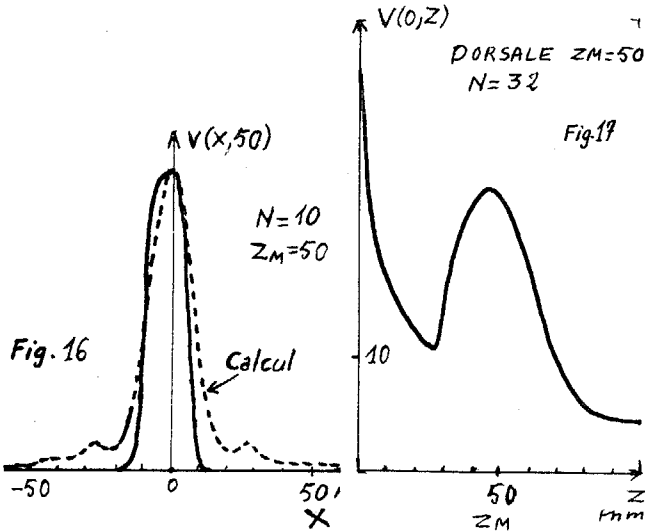
La figure 12 représente le diagramme d'un capteur.



La figure 15 exprime mieux ce qu'apporte la focalisation: la courbe en pointillés correspond au signal fourni à Z=50mm lorsque l'antenne est réglée pour les ondes planes, V(X,50), ZM=infini; la courbe en trait plein est la transversale V(X,50), ZM=50mm.



Avec 10 capteurs on ne peut compter que sur une amélioration des transversales  $V(X, Z_k)$ . Sur la figure 16 on compare un résultat expérimental à la théorie. Enfin la figure 17 est relative à une antenne à 32 capteurs, où, bien entendu, la focalisation devient plus évidente.



-B- Focalisation dynamique.-

Les figures 18 à 23 montrent l'évolution de la dorsale et de la région de focalisation lorsqu'on fait varier la fréquence de décalage du registre  $F_\phi$ . (Les prises m ont été calculées pour focaliser en  $Z_M=50\text{mm}$  sur l'axe Z quand  $F_\phi = 1,333\text{ MHz}$ ). Les transversales indiquent le sens de déplacement de la zone de focalisation: elle s'éloigne de l'antenne si  $F_\phi$  augmente et inversement.

Sur la figure 24 on a tracé une dorsale expérimentale (prises calculées avec  $F_\phi = 666\text{ kHz}$ ,  $Z_M=50\text{ mm}$ ) obtenue avec  $F_\phi = 533\text{ kHz}$ : la théorie décrit toujours le phénomène, les perturbations du champ de mesures expliquant les différences. Les transversales de la fig. 25 ont été relevées dans les mêmes conditions et réglages.

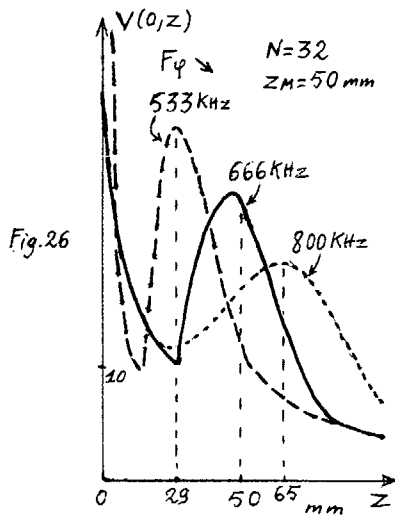
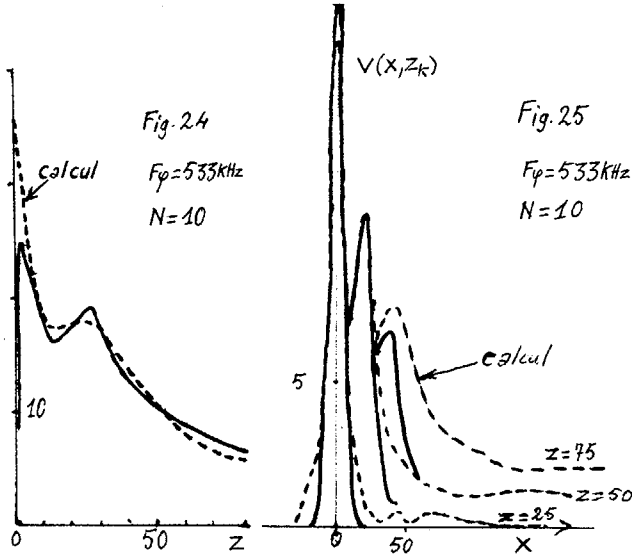
Nous avons également calculé la variation de focale qu'apporterait une antenne à 32 éléments (figure 26).

Ici encore les résultats sont plus spectaculaires qu'avec 10 capteurs.

En ondes sphériques, malgré les difficultés de mesures au voisinage de l'antenne (formation d'ondes

stationnaires), la validité de l'ensemble des formules et du traitement est confirmée par les expériences réalisées sur la maquette.

TRAITEMENT D'ANTENNE ACOUSTIQUE PAR UNE TECHNIQUE HYBRIDE



CORRECTION DE L' APODISATION EN FOCALISATION.

Il est sans doute utile de signaler que dans l'expression de la réponse  $V(X,Z)$ , le facteur de divergence de l'onde sphérique  $V_n'' = \frac{V_0 r_0}{F_0} \frac{F}{r_n}$  modifie l'apodisation définie par  $V_n$ , en élargissant les transversales, ce qui altère la résolution de l'antenne.

Une correction sensible peut être apportée, si le nombre de capteurs est suffisamment élevé, en faisant

$V_{cn} = \frac{1}{V_n''}$  ce qui donne:  $V_n = V_n'$   
 Pratiquement on ne peut pas réaliser  $V_{cn} = \frac{1}{V_n''}$   
 On adopte:  $V_{cn} = K F_{Mn}$  où  $K=Cte$ , ajustée par calcul numérique.

Cette compensation a pour effet de rétrécir les transversales et de remonter leur niveau.

CONCLUSION.

L'association de circuits analogiques de modulation et d'addition avec un registre à décalage numérique nous a conduit à une structure de filtre transversal capable de fournir un traitement stable et précis, peu

influencé par la partie analogique. La commande numérique permet, outre le pointage et la focalisation, le changement de longueur d'onde par le réglage de la fréquence de chargement du registre.

Les expressions donnant le déphasage  $\Psi_n$  en focalisation sont établies sans approximations sur le calcul des retards de propagation de la surface d'onde.

Nous allons chercher à augmenter la rapidité du système en réduisant son temps de réponse.

La multiplication du nombre de voies simultanées le rendra peut-être utilisable dans un dispositif d'imagerie en temps réel.

[1] F. HARRIS, On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, P.I.E.E.E., vol. 66, n° 1, p. 51-83, 1978.

[2] J.F. HAVLICE, G.S. KINO, J.S. KOFOL, C.F. QUATE, An electronically focused acoustic imaging device, Acoustical Holography, vol. 5, P.S.Green Ed., N.Y., Plenum, 1974, p. 317-334.

[3] J.W. YOUNG, Electronically scanned, and focused receiving array, Naval Undersea Center, Acoustical Holography, vol. 7, L.W.Kessler Ed., Plenum, N.Y., 1976, p. 387-403.

[4] A. MACOVSKI, Ultrasonic imaging using array, P.I.E.E.E., vol. 67, n° 4, p. 484-495, 1979.

[5] J.L. SUTTON, Underwater acoustic imaging, P.I.E.E., vol. 67, n° 4, p. 554-566, 1979.

[6] J.W. GOODMAN, Introduction à l'optique de Fourier et à l'holographie, Masson, Paris, 1972.

