



**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

01/1983

TH 7753

~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

CORRELATEUR ANALOGIQUE - NUMERIQUE

A TRANSFERT DE CHARGE

A COEFFICIENTS PROGRAMMABLES +1, 0, -1

DE 128 ETAGES



**THOMSON-CSF**  
COMPOSANTS



~~TENTATIVE  
PROVEURKE~~

### CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

- . CORRELATEUR A 128 ETAGES
- . COEFFICIENT PROGRAMMABLE A + 1, 0, -1
- . FREQUENCE DE FONCTIONNEMENT 5 kHz à 5 MHz : 5 kHz à 5 MHz
- . VITESSE DE PROGRAMMATION : 500 kHz
- . MEMORISATION DES DONNEES BINAIRES DE PROGRAMMATION
- . NIVEAU MAXIMUM DU SIGNAL D'ENTREE : - 1 dBV
- . NIVEAU DE BRUIT EN SORTIE SUR BANDE 2 MHz : 80 dBV
- . GAIN D'ENTREE - SORTIE SUR 1 COEFFICIENT : - 40 dB
- . CONSOMMATION SUR  $V_{DD}$  : 600 mW
- . BOITIER DIL 28 PASSAGES

### APPLICATIONS

- . Détection par filtrage adapté
- . Identification de processus
- . Lignes à retards programmées
- . Filtres programmables
- . Filtrage adaptatif
- . Traitement des signaux.



Le circuit TH 7753 est un dispositif à transfert de charge à l'état solide, adapté aux systèmes de traitement de signal, permettant de réaliser des fonctions de corrélation, de filtrage adaptatif, de ligne à retard programmable, etc....

Le dispositif TH 7753 permet de réaliser une corrélation entre un signal analogique  $e(t)$  et une séquence ternaire de 128 éléments  $h_k$  programmables, tel que :

$$s(t) = \sum_{k=1}^{128} h_k e(t - kT)$$

$k$  = rang de l'échantillon

$T$  = période de la phase de transfert

Chaque terme  $h_k$  de la séquence ternaire peut-être défini comme le produit terme à terme de deux séquences binaires tel que :

$$h_k = (h_m)_k \cdot (h_b)_k$$

avec  $(h_m)_k = 0$  ou  $1$       coefficients de masquage,

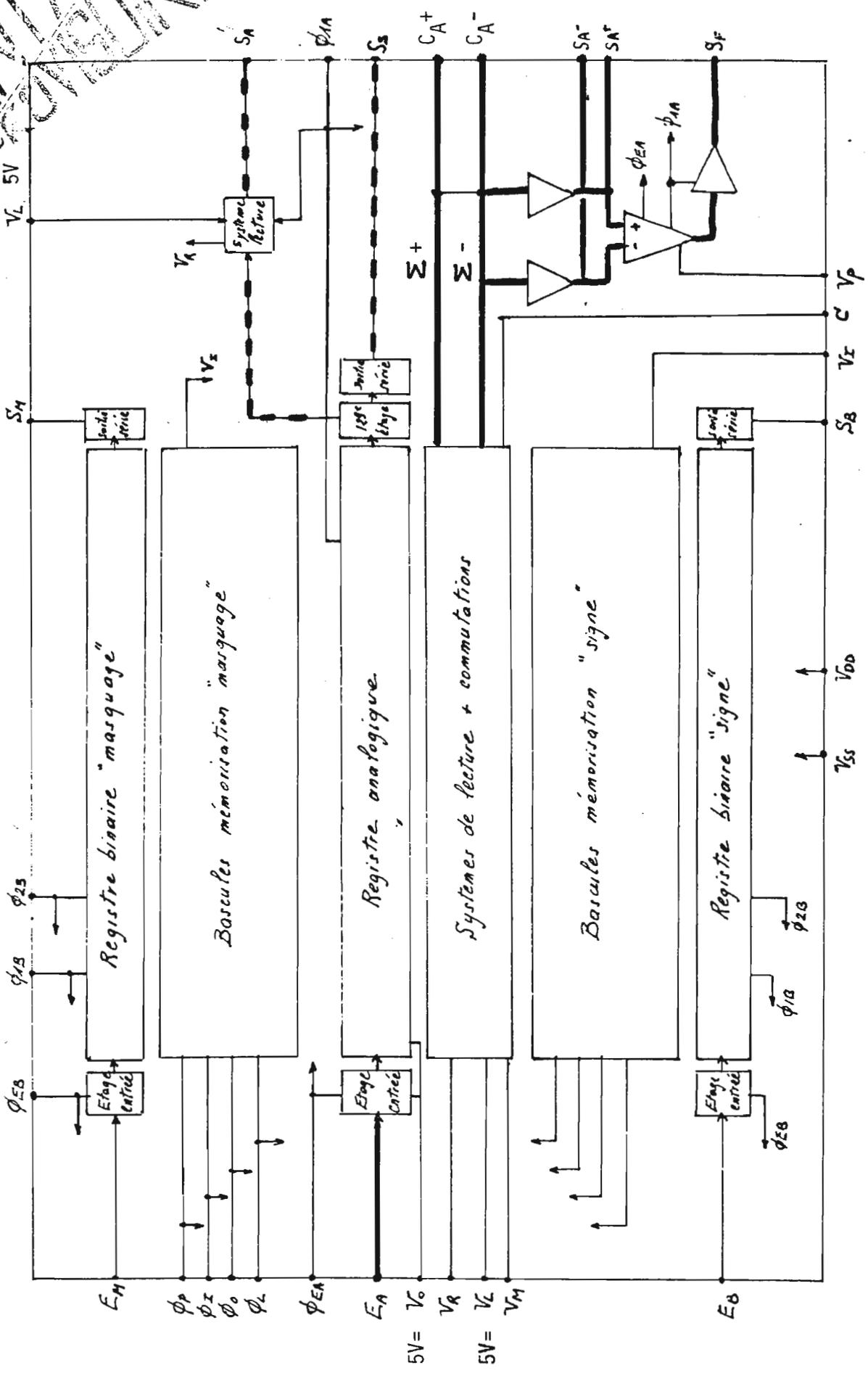
et  $(h_b)_k = +1$  ou  $-1$       coefficients de signe.

Les termes programmables de la séquence ternaire, ou coefficients du dispositif, peuvent prendre les valeurs  $+1$ ,  $-1$ , ou  $0$ .

#### DESCRIPTION FONCTIONNELLE

Le dispositif TH 7753 est constitué (voir fig.1) :

- . d'un registre analogique de 128 étages
- . d'un système logique comprenant deux registres binaires auxquels sont associés des bascules de mémorisation des coefficients de "masquage" et de "signe".
- . des étages d'entrée des registres CCD binaires et analogiques ( $E_A$ ,  $E_B$ ,  $E_M$ )
- . d'un étage de sortie ( $S_A$ ) permettant de cascader des circuits
- . d'un étage de sortie ( $S_F$ ) de corrélation



REPRESENTATION SCHEMATIQUE DU TH 7753

DIVISION  
TUBES ELECTRONIQUES  
38120 SI-EGREVE - FRANCE



FIG. 1

N

4



~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

- Registre analogique à transfert de charge (voir fig.2)

Celui-ci est constitué par une ligne à retard, à transfert de charge et permet de réaliser les retards successifs  $T_A$  sur le signal analogique  $e(t)$ .

Le signal  $e(t)$  appliqué sur l'entrée du registre est converti en paquets de charges signal échantillonnés à la fréquence  $F_A = 1/T_A$ . Ces charges signal sont transférées sur les étages successifs du registre telles que la charge présente sur l'étage de rang  $k$  est définie par :

$Q_k(t) = Q_e(t - kT_A)$  si  $Q_e(t) = C_e V_e(t)$ , avec  $C_e$  = capacité de conversion tension-charge ) l'entrée du registre.

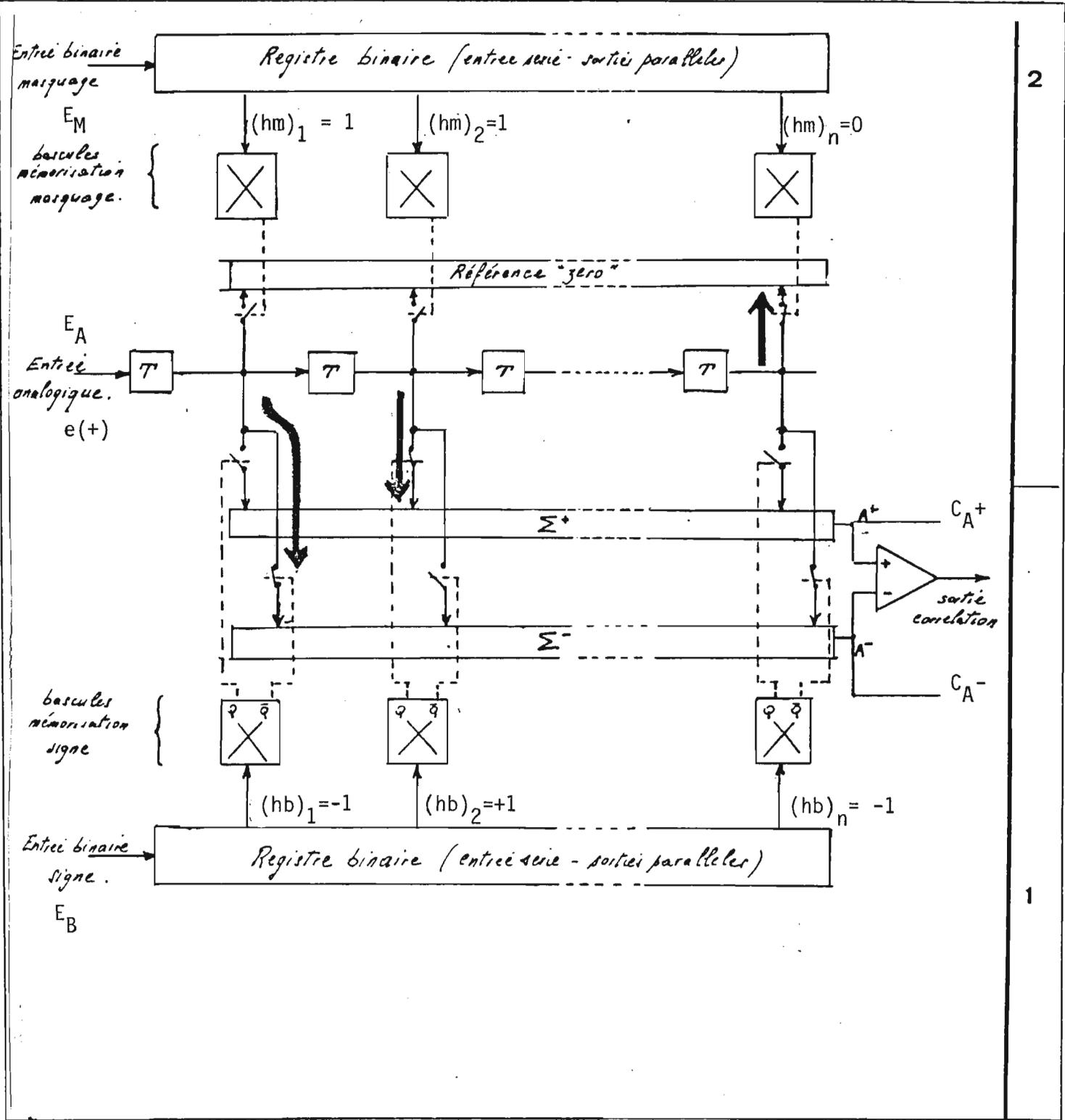
- Dispositif de lecture des charges signal

Au niveau de chaque étage du registre analogique, un ensemble de transistors NMOS permet de réaliser la lecture ou la non lecture des charges, image des charges présentes dans le registre.

La figure 2 illustre, par un principe de commutations, le passage d'un courant de charges vers trois directions possibles :

- lecture sur un point de sommation  $\Sigma^+$  avec une conversion charge-tension sur une capacité  $C_{A^+}$  ;
  - lecture sur un point de sommation  $\Sigma^-$  avec une conversion charge-tension sur une capacité  $C_{A^-}$  ;
  - évacuation de charges vers un niveau de référence "zéro", éliminant ainsi toute possibilité de lecture (coefficient  $h_k$  nul).
- Les commutations complémentaires vers les points de sommation  $\Sigma^+$  ou  $\Sigma^-$  définissent le signe du coefficient ( $h_k = +1$  ou  $-1$ ).

~~TENTATIVE PROVISOIRE~~



2

1

SCHEMA FONCTIONNEL DU TH 7753

FIG.2


**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

### - Programmation des coefficients

Les coefficients de masquage (hm)<sub>k</sub> et de signe (hb)<sub>k</sub> doivent être introduits au niveau des 128 étages correspondant aux retards  $kT_A$  successifs du registre analogique par rapport à son entrée.

Deux registres binaires à entrée série et sorties parallèles permettent d'introduire des données binaires de programmations (signe et masquage).

Ces deux registres réalisés selon la méthode à transfert de charge, véhiculent les informations binaires sous forme de paquets de charges (bits 0) ou absence de charges (bit 1).

Ces charges "binaires", introduites en série avec une chronologie inverse du rang de l'étage à programmer, sont lues et mémorisées simultanément dans les mémoires statiques (bascules de mémorisation de signe et masquage).

La sortie des bascules commandent les commutateurs pour l'orientation des charges signal analogique définissant ainsi la valeur de chaque coefficient.

Le tableau suivant définit la valeur du coefficient de rang k en fonction des données binaires introduites en série sur l'entrée  $E_M$  et  $E_B$  aux (128 - k)ième bits.

Valeur de  $h_k$

Fonction des données binaires  
de programmation sur  $E_B$  et  $E_M$

$E_B \backslash E_M$	0	1
0	0	-1
1	0	+1


**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

~~TELEVISION  
PROVISION~~
Etage sur sortie Corrélation ( $S_F$ )-

Un étage différentiel permet de réaliser la différence de signaux sur les deux voies de sommation  $\sum +$  et  $\sum -$  (l'entrée - correspondant aux coefficients programmés à +1 et l'entrée - aux coefficients programmés à -1).

La conversion de lecture des charges analogiques, pour un coefficient  $hk$  non nul, peut-être définie par :

$$V_A (+) = \frac{1}{C_A} Q_e (t - kT) = \frac{C_e}{C_A} V_e (t - kT) \quad \text{Avec } C_A = \text{capacité de lecture des charges signal sommées sur une voie } \Sigma$$

Pour une programmation donnée ( $hk = +1, -1$  ou  $0$ ) le signal en sortie  $S_F$  peut-être défini comme :

$$S(t) = G_s \cdot \frac{C_e}{C_A} \cdot \frac{N}{k} = hk V_e (t - kT)$$

avec  $G_s$  = gain des étages de sorties après lecture ..

La capacité  $C_e$  étant définie par construction, le gain du système peut-être adapté par les capacités externes  $C_{A+} = C_{A-}$  aux points  $C_{A+}$  et  $C_{A-}$ .

- Sorties serie analogique et numériques

Les sorties series des registres numériques permettent de vérifier le transfert de données binaires, si ces données sont introduites en  $E_M$  et  $E_B$  sans réaliser le "chargement" sur les bascules de mémorisation (voie diagramme des signaux de commande - Fig. 4).

Deux sorties serie sont réalisées sur le registre analogique :

- une lecture sur grille au 129 étage (retard  $129 T_A$ ) avec un gain entrée sortie  $G_A = 2$  ;
- une lecture sur diode avec un retard  $130 T_A$  (point test).

La lecture sur grille permet éventuellement de cascader le dispositif Th 7753 afin de réaliser une séquence ternaire programmé avec un nombre d'éléments multiple de 128.



~~TENTATIVE  
PROVISOIRE~~

### CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

#### Signaux de commande

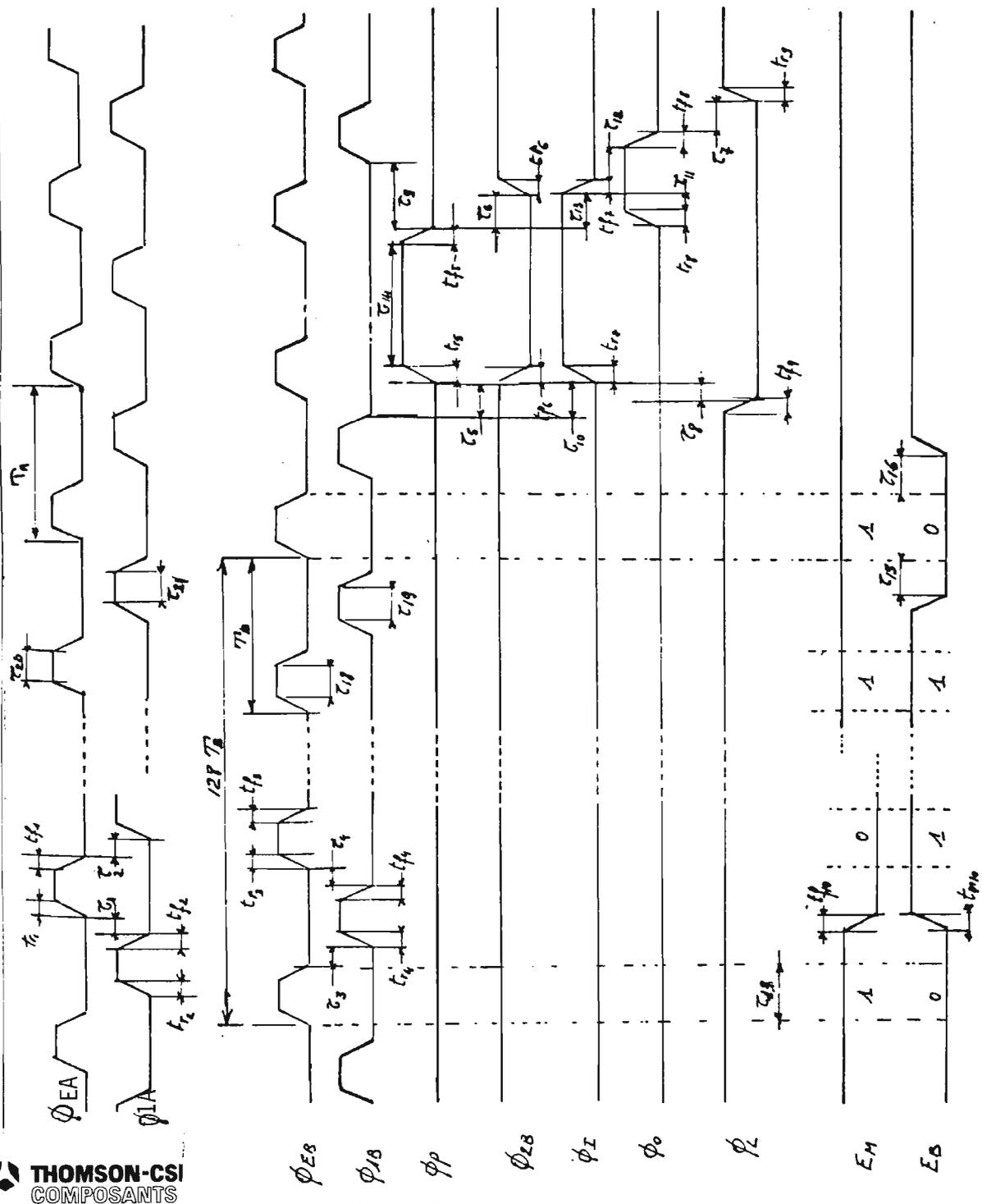
Les signaux de commande, dont le diagramme est donné figure 3, peuvent-être définis en trois groupes suivant leurs fonctions.

Le tableau suivant définit ces signaux et leurs fonctions :

Symbole	Capacité d'entrée (pF)	Niveau bas typique (volts)	Niveau haut typique (volts)	Fonctions
Φ EA	5	0	15	Echantillonnage et transfert analogique
Φ 1A	48	0	15	
Φ EB	3	0	15	Transfert binaire " "
Φ 1B	45	0	15	
Φ 2B	55	0	15	Chargement binaire sur bascules pour programmation
Φ P	7	0*	5*	
Φ I	36	2*	20	" " " "
Φ o	11,5	0*	5	" " " "
Φ L	11,5	0	15*	" " " "

\* Niveau permanent hors chargement

**TRONIQUE**



$h_{121} = -1$ ,  $h_{122} = 0$ ,  $h_{22} = r_A$ ,  $h_1 = -1$

Temps	min.	Typ.	max.	Unités
$T_A$	0,2	-	100	$\mu A$
$T_B$	0,2	-	100	$\mu A$
$t_{r1}$ à $t_{r10}$	10	-	1000	ns
$t_{f1}$ à $t_{f10}$	10	-	1000	ns
$\tau_1$ à $\tau_{10}$	0	20	-	ns
$\tau_{11}$ , $\tau_{12}$	20	50	-	ns
$\tau_{13}$	50	-	-	ns
$\tau_{14}$	500	-	-	ns
$\tau_{15}$	0	-	-	ns
$\tau_{16}$	10	-	-	ns
$\tau_{17}$	60	-	-	ns
$\tau_{18}$ à $\tau_{21}$	40	-	-	ns

données binaires d'entrée

valeurs programmées des coefficients  $h_k$

~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

Deux options sont possibles suivant les conditions fréquentielles de fonctionnement du dispositif.

Option 1 : Commandes regroupées avec  $\emptyset EA = \emptyset EB$  et  $\emptyset 1A = \emptyset 1B$

Dans ce cas, la fréquence d'échantillonnage du signal analogique est identique à la fréquence d'introduction des données binaires -  
Option conseillée pour un échantillonnage analogique à fréquence inférieure à 500 kHz.

Pour des fréquences supérieures, la phase  $\emptyset 1A$  réalisant le transfert analogique est arrêtée au niveau bas (cf. diagramme  $\emptyset 1B$ ) durant le chargement des bascules.

Option 2 : Commandes séparées -  $T_A \neq T_B$

Cette solution permet de réaliser un changement rapide de la programmation pour une fréquence d'échantillonnage analogique basse ou inversement.

Le changement de programmation peut-être réalisé dans les limites de temps définies ci-après :

	Min.	Typique	Max.	Limites
Temps d'introduction des données binaires : 128 TB	26	256	-	$\mu s$
Temps de validation d'une nouvelle pondération ( $\emptyset L$ bas)	0,65	1	-	$\mu s$

#### Entrées-sorties analogiques et numériques

Le tableau suivant définit les caractéristiques des signaux à appliquer aux entrées analogique et numériques, les impédances sur les sorties avec leurs spécifications.


**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

ENTREES		NIVEAUX (volts)			DEFINITION
		min.	typ.	max.	
VEA		8,4	9,5	10,8	Composante moyenne d'entrée analogique
VEA		-	-	2,5	Niveau crête-crête du signal analogique
EM	haut (bit 1)	12	-	-	Entrée binaire "masquage"
	bas (bit 0)	9	-	9,5	
EB	haut (bit 1)	12	-	-	Entrée binaire "signe"
	bas (bit 0)	9	-	9,5	

SORTIES	NIVEAUX (volts) MOYENS			IMPEDANCE ( $\Omega$ )			DEFINITION
	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
SF	3,8		8,8		300		Sortie corrélation
SA <sup>+</sup>	3,5		9,5		1100		Sortie lecture $\Sigma^+$
SA <sup>-</sup>	3,5		9,5		1100		Sortie lecture $\Sigma^-$
SS*	5,2		7,9		1900		Sortie série analogique
SA*	1,7		6,2		450		Sortie série analogique sur 129 <sup>e</sup> étage
SB*	7,3		8,5		1300		Sortie binaire signe
SM*	7,3		8,5		1300		Sortie binaire masque

\* Sortie avec résistance externe  $R = 4,7 \text{ K}\Omega$ . Ces sorties étant présentes comme points test, il est conseillé de commuter ces points au potentiel  $V_{DD}$  en exploitation du corrélateur (réduction de la consommation et de la diaphonie).



~~TENTATIVE  
PROVISOIRE~~

### Polarisation

Les polarisations à appliquer sur le circuit, ainsi que leur fonctions, sont définies dans le tableau suivant :

SYMBOLE	POTENTIELS (volts)			FONCTIONS
	min.	typ.	max.	
VSS		masse		Référence masse
VM		5		Système de lecture
VL		5		
VLS		5		Lecture 129ème étage
Vo		5		Transfert analogique
VDD		15		Générales : bascules, étages analogiques
VI	5	-	7	Sensibilité déclenchement bascules - Tension ajustable
VP	2,5	9	13	Polarisation moyenne en sortie SF
VR	7,5	9	11,5	Polarisation moyenne en SA <sup>+</sup> et SA <sup>-</sup>



~~TENTATIVE~~  
~~PROVISOIRE~~

### Mise en oeuvre du TH 7753

- Génération des signaux de commande (voir chronogramme des signaux de commande Fig. 3), ceux-ci peuvent-être generes à partir de circuits intégré TTL.

- Le schéma de mise en oeuvre des organes périphériques au circuit TH 7753 est donné fig 10.

### - Asservissement du niveau moyen des signaux analogiques

Les circuits permettant par définition la lecture d'un nombre de charges variables en fonction de la programmation, les niveaux moyens aux points A+ (ou A-) des signaux analogiques après sommation varient selon l'expression :

$$V_{A^+} = \underbrace{V_{A0} - \frac{n^+}{C_{A^+}} [Q_f + (Q_c - Q_r)]}_{\text{Potentiel moyen}} - \underbrace{\frac{1}{C_A} [\sum h_k Q_s (t - kT_A)]}_{\text{Signal analogique}}$$

avec  $V_{A0}$  : potentiel de référence ;  
 $n^+$  (ou  $n^-$ ) : nombre de coefficients programmables à +1 (ou -1) ;  
 $Q_f$  : charge moyenne du signal analogique transférée fonction de la polarisation VEA ;  
 $(Q_c - Q_r)$  : charges de couplage sur chaque lecture fonction du pontentiel VR ;  
 $Q_s(t-kT_A)$  : charge signal analogique lue sur l'étage de rang k.  
 La lecture du signal ne peut-être réalisée que si le niveau moyen de lecture se situe dans la plage de linéarité du système.

La plage de linéarité du point de lecture  $A^+$  (ou  $A^-$ ), observée sous faible impédance au point  $SA^+$  (ou  $SA^-$ ), est de l'ordre de 6 volts.

La figure 4a définit la variation du potentiel moyen de lecture  $VSA^+$  (ou  $VSA^-$ ) en fonction du potentiel VR appliqué, pour diverses valeurs de capacité de lecture soit divers gains du système.

La figure 4b définit la variation pour diverses programmation, soit pour n le nombre de coefficients à +1 (ou -1) différents. La polarisation moyenne d'injection du signal analogique VEA, dans le registre à transfert de charge, modifie la charge moyenne  $Q_f$  lue. Cette variation est repercutée sur le niveau moyen de lecture aux points A+ et A-.

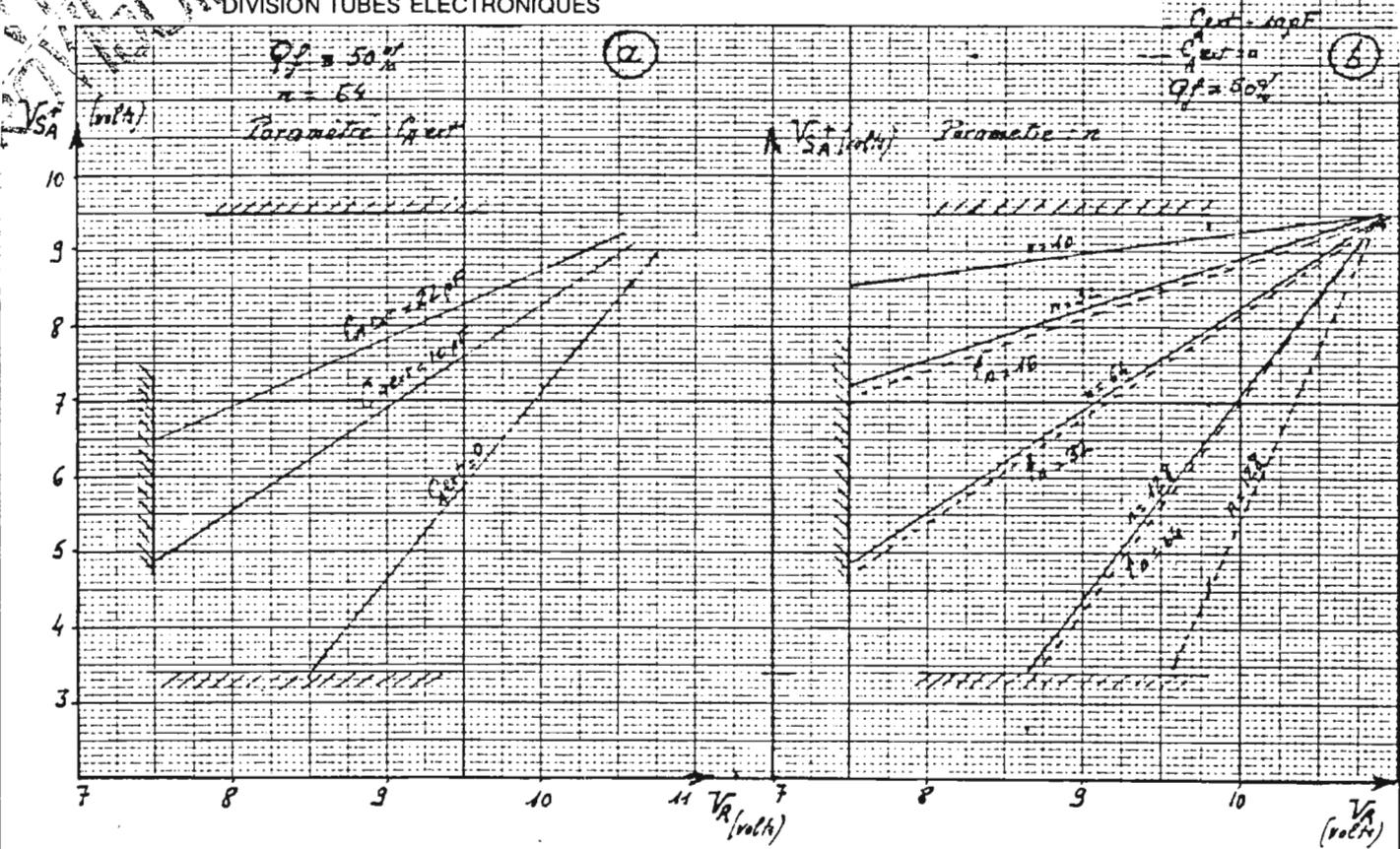
La figure 5 définit cette variation pour 3 valeurs de charge  $Q_f$  lue ( $Q_f$  référencée par rapport à la charge maximale transférable).

Le choix de VR = 9 volts permet de réaliser la lecture des charges sur la plage de linéarité.



**THOMSON-CSF**

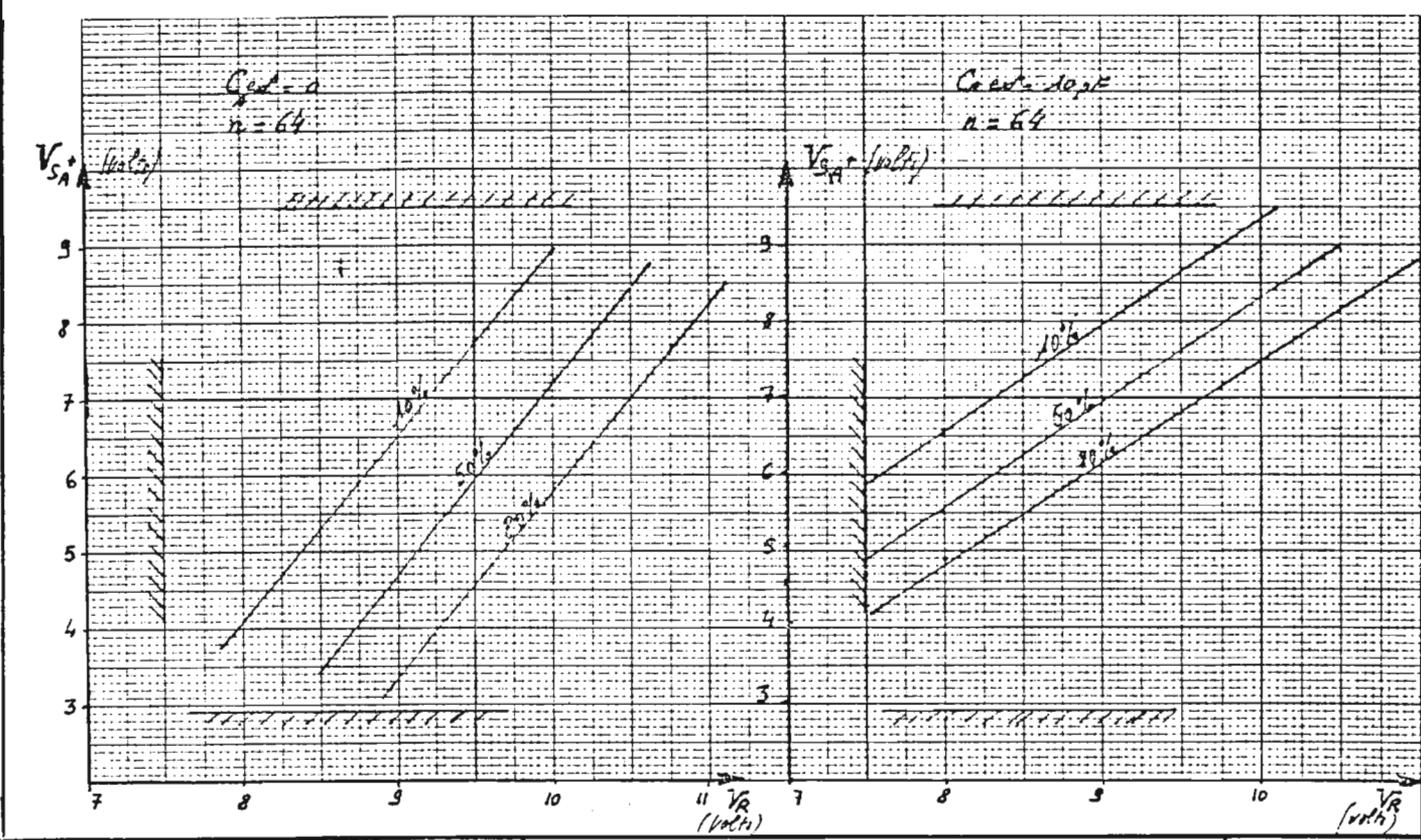
DIVISION TUBES ELECTRONIQUES



**THOMSON-CSF**  
 DIVISION TUBES ELECTRONIQUES  
 38120 St-EGREVE - FRANCE

VARIATION DU POTENTIEL MOYEN APRES SOMMATION ( $V_{SA^+}$  ou  $V_{SA^-}$ ) EN FONCTION DE  $V_R$

FIG. 4



**THOMSON-CSF**  
 DIVISION TUBES ELECTRONIQUES  
 38120 St-EGREVE - FRANCE

VARIATION DU POTENTIEL MOYEN APRES SOMMATION ( $V_{SA^+}$  ou  $V_{SA^-}$ ) EN FONCTION DE LA CHARGE MOYENNE INJECTEE  $Q_f$

FIG. 5

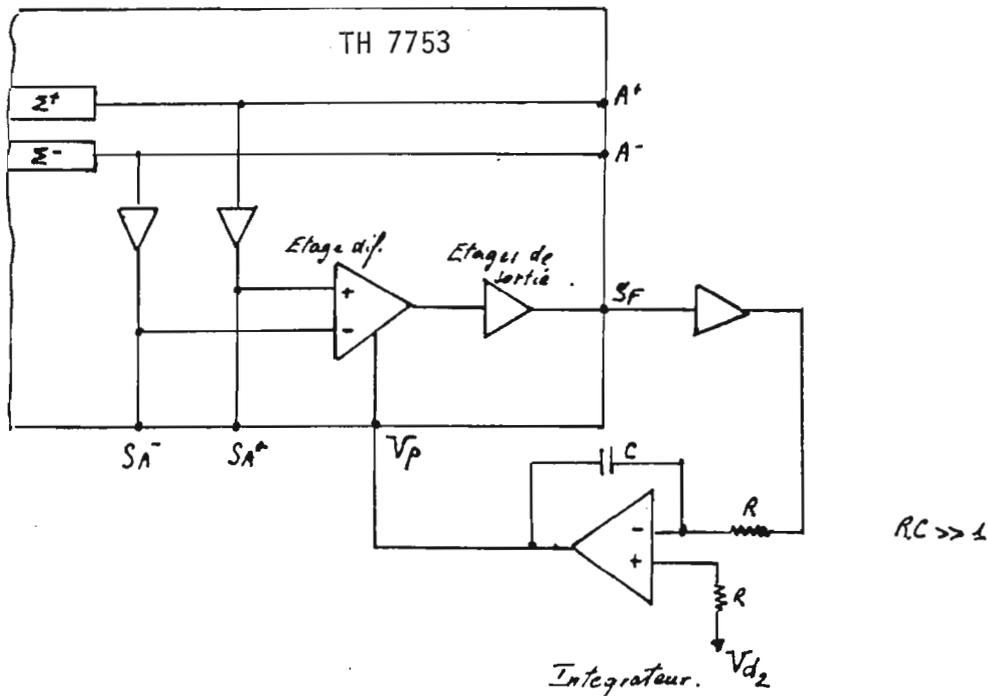




D'autre part, la sortie de l'étage différentiel intégré sur le circuit TH 7753 subit l'écart des potentiels moyens  $V_{SA}^+ - V_{SA}^-$ . Cet écart peut atteindre des valeurs de + 5 volts (la dynamique sur chaque entrée étant de l'ordre de 5 volts).

Le potentiel moyen en sortie de cet étage différentiel intégré et le point de fonctionnement de l'étage de sortie jusqu'à la sortie corrélation SF peuvent être modifiés par la polarisation  $V_p$ .

La figure 7 définit le schéma de branchement externe préconisé afin d'asservir le niveau moyen du signal en sortie corrélation SF à un potentiel  $V_{d2}$  quelque soit la programmation.



ASSERVISSEMENT DU NIVEAU DE POLARISATION  
DES ETAGES DE SORTIE

FIG. 7



EXEMPLES D'APPLICATIONS DU CIRCUIT TH 7753

EXEMPLES DE PROGRAMMATION

La validité de la programmation des coefficients peut-être vérifiée sur une réponse impulsionnelle du circuit, ou sur une autocorrélation lorsque la séquence programmée est un code particulier.

Divers exemples de programmation ont été réalisés sur le circuit TH 7753 pour vérifier les possibilités de programmation de tous les coefficients aux 3 états +1, -1 et 0.

Quelques exemples de programmation sont données :

- . Code de test pour caractérisation électrique avec analyse fréquentielle (Figure 8).
- . Lignes à retards programmables - lecture sur 1 coefficient (Figure 9)
- . Code de Barker avec autocorrélation
- . Code pseudoaléatoire avec autocorrélation (Figure 10).

~~TENTATIVE~~  
~~TROUVER~~

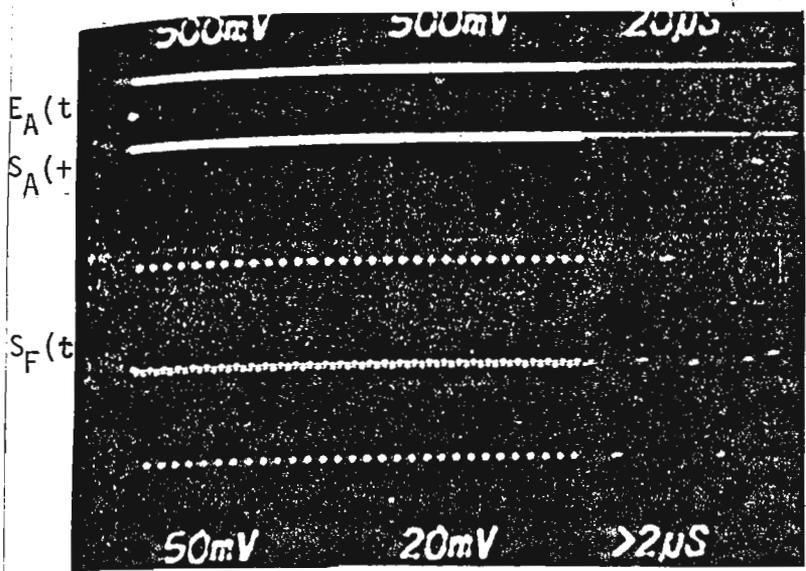


fig. 6a  
Reponse impulsionnelle.

$$A_F(t) = \left[ \sum x(t) \cdot \delta(t - \frac{t}{N}) * \Pi_{T_A}(t - \frac{t}{N}) \right] \Pi_{N T_A}^t$$

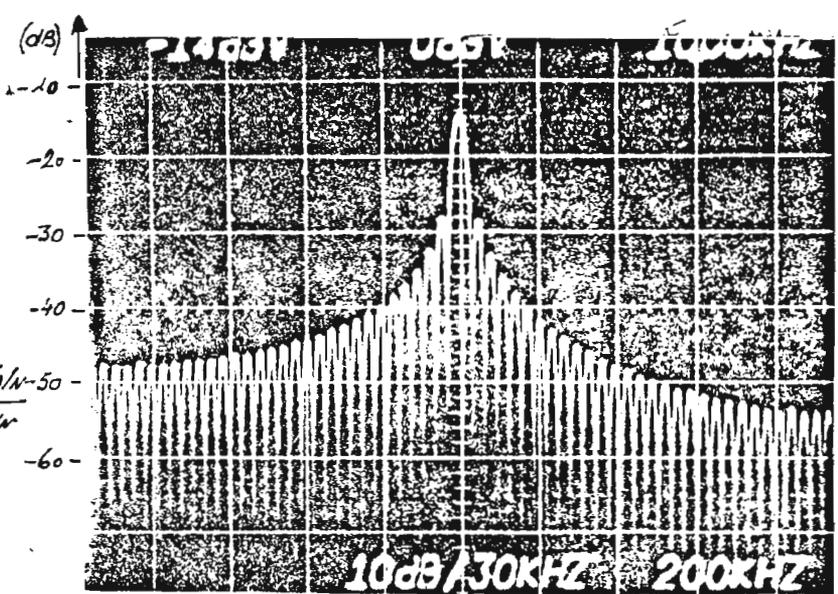
$$x(t) = \sin \frac{\pi F_A t}{2}$$

fig. 6b. Reponse frequentielle.  
FA = 4 MHz

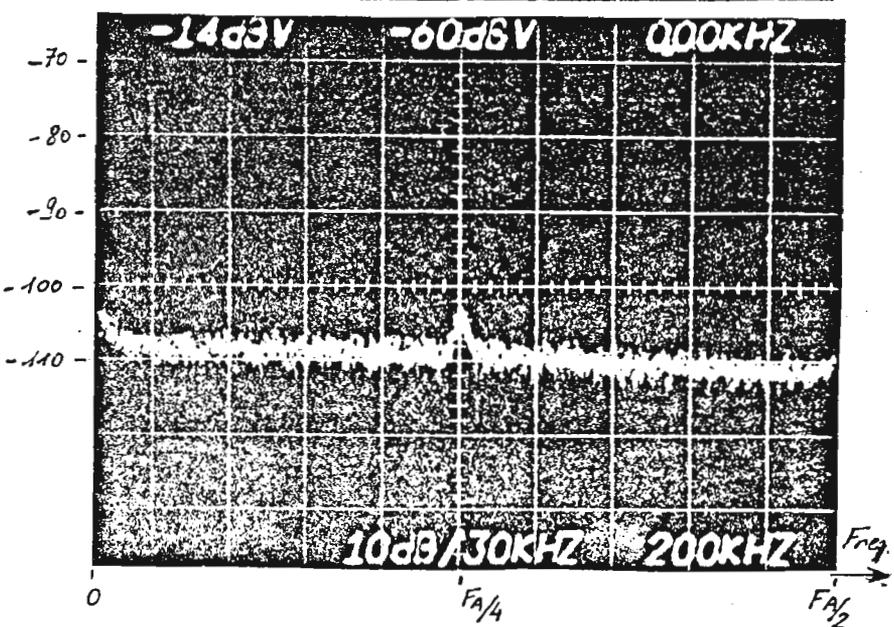
$$S_F(f) = \left[ \sum x(f) * \delta(f - F_A) \cdot \frac{\sin \pi f F_A}{\pi f F_A} \right] * \frac{\sin \pi f F_A / N}{\pi f F_A / N}$$

$$x(f) = \delta(f - \frac{F_A}{4}) + \delta(f + \frac{F_A}{4})$$

N = 128



Niveau de bruit →  
Δf = 30 KHz



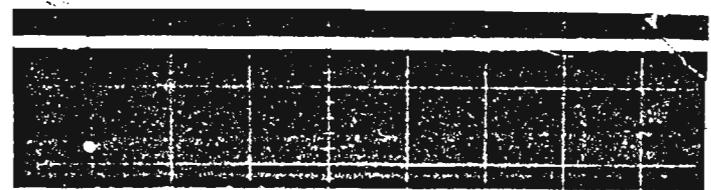
REPONSE IMPULSIONNELLE, FREQUENTIELLE  
ET NIVEAU DE BRUIT

FIG. 8

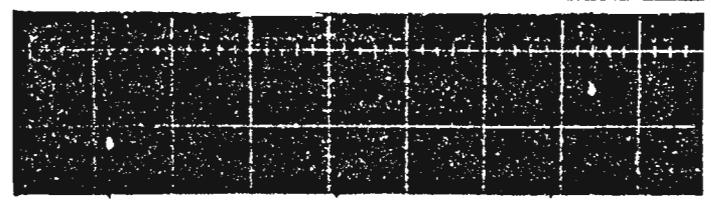


~~TENTATIVE  
PROVISOIRE~~

Entree analogique EA



Sortie serie analogique SS



Sortie filtre SF



50mV 20NS

$h_{15} = -1$   $h_{16} = +1$

$h_k = 0$  sauf  $h_{15}$  et  $h_{16}$

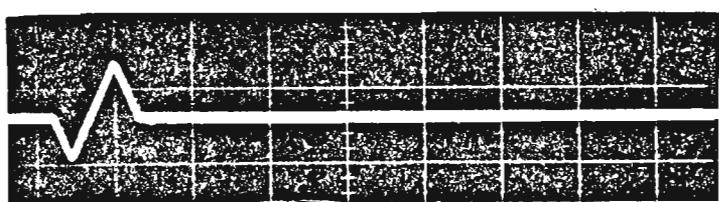
2

DIVISION  
TUBES ELECTRONIQUES  
38120 St-EGREVE - FRANCE

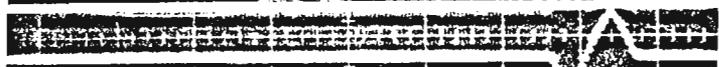
REPONSE IMPULSIONNELLE POUR UNE  
PROGRAMMATION:  $h_k = 0$  sauf  $h_{15} = -1$  et  $h_{16} = +1$

FIG. 9a

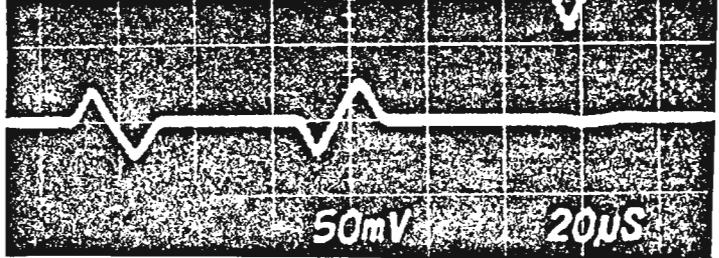
Entree analogique EA



Sortie serie analogique SS



Sortie filtre SF



50mV 20NS

$$V_{SF}(t) = -V_{EA}(t - 5T_H) + V_{EA}(t - 60T_H)$$

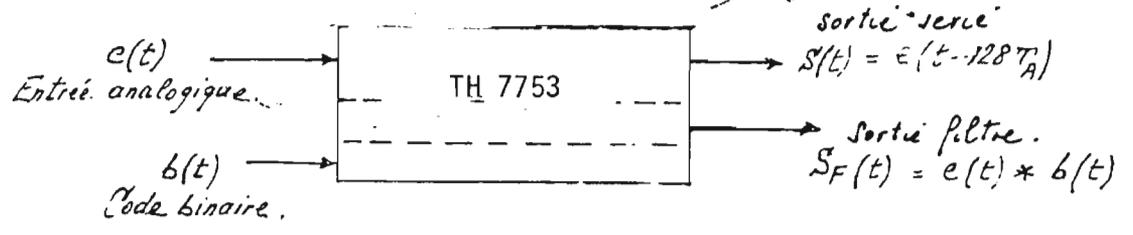
$$V_{SS}(t) = V_{EA}(t - 129T_H)$$

$T_H = \frac{1}{f_H}$  = frequence de transfert.

1

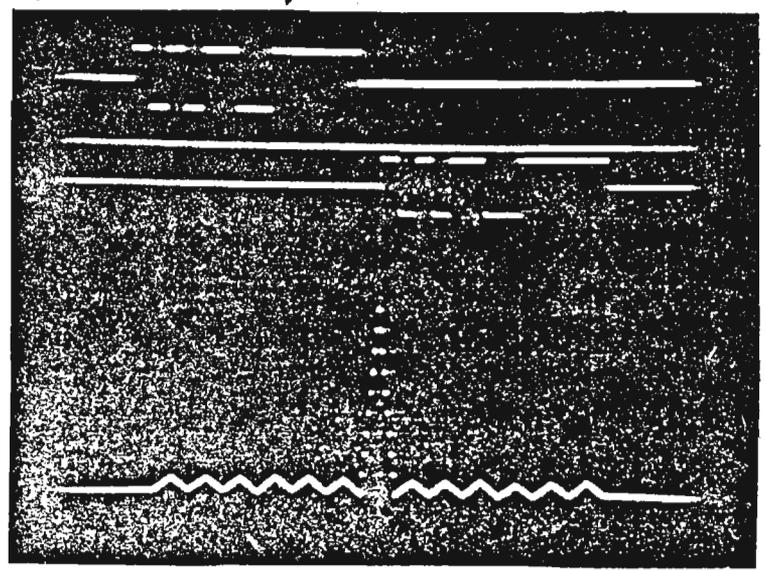
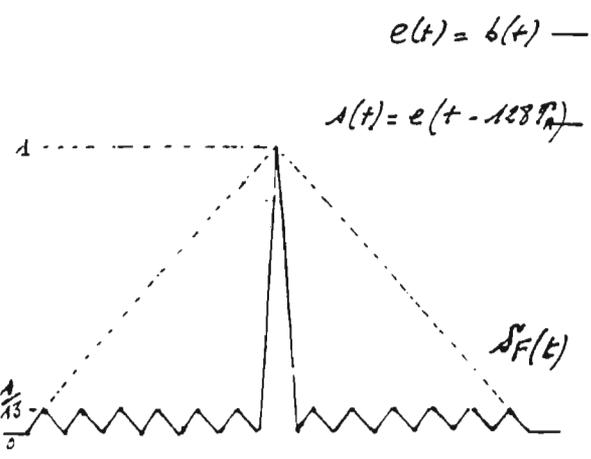
FIG. 9b

PROVINCIAL



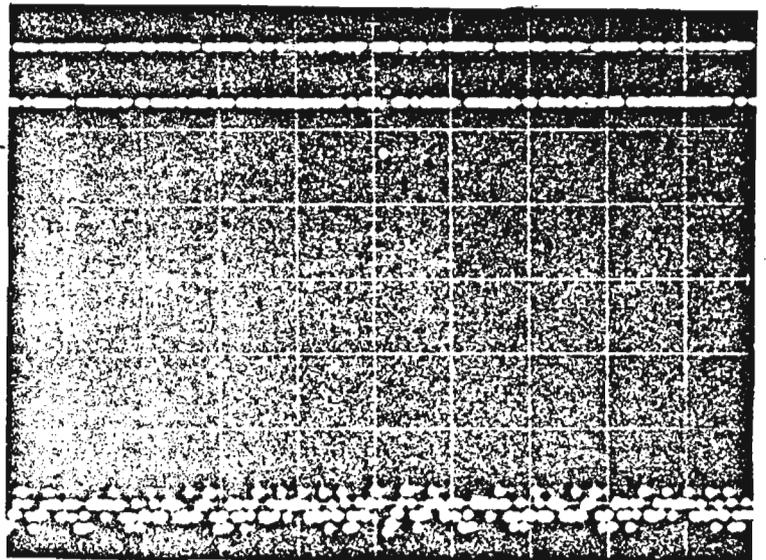
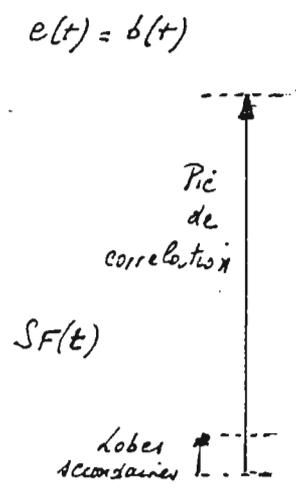
Autocorrelation d'un code de BARKER (ordre 13)

code : +1, -1, +1, -1, +1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, +1, +1  
chaque moment code 2 fois, programmation -1 ou +1 sur 127 étages



Autocorrelation d'un code pseudo-aléatoire binaire.

programmation 0 ou 1 sur 128 étages.





~~TENTATIVE  
TENTATIVE~~

### DETECTION PAR FILTRAGE ADAPTE

Le circuit TH 7753 avec programmation des coefficients à +1 et -1 (séquences binaires) ou =1, -1 et 0 (séquences ternaires) trouve de nombreuses applications dans la détection des signaux modulés à spectre étalé (spread spectrum systems), en particulier dans les applications militaires et spatiales, communications avec anti-brouillage, précision de navigation, communications à accès multiples etc....

Une des techniques employées est de moduler une porteuse (par exemple en PSK) par une séquence de bruit pseudoaléatoire donnant ainsi un spectre étalé à travers lequel le signal est transmis.

Dans ce cas, les données et le code sont des signaux numériques. En détection, le filtre TH 7753 adapté au code fournit l'auto-corrélation du signal désiré par un pic de forte énergie alors que les termes d'intercorrélation avec les signaux d'interférence ou le bruit thermique sont négligeables.

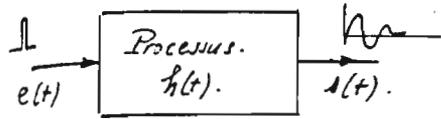
### IDENTIFICATION DE PROCESSUS

Un processus peut-être caractérisé par une méthode directe de réponse à une impulsion (impulsion de Dirac).

La figure 11 donne le schéma de principe de caractérisation par une méthode indirecte : corrélation d'un signal pseudoaléatoire binaire avec la réponse du processus à ce signal pseudoaléatoire.

Cette méthode remplace avantageusement la méthode directe, en particulier lorsque le processus est en fonctionnement normal avec son signal d'entrée  $x(t)$ , ou subit des perturbations  $P(t)$ . Dans ce cas, la réponse impulsionnelle ne pourrait pas être décelée (faible énergie) noyée à la réponse du signal d'entrée. La méthode indirecte ne conserve que les termes corrélés.

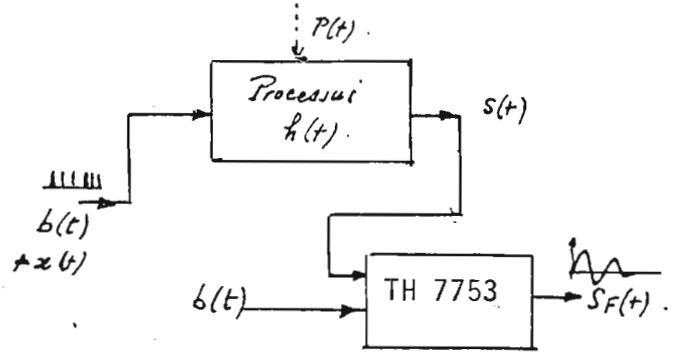
La figure 11 donne deux exemples simples de réponse pour un filtrage passe bas et passe bande par comparaison des méthodes directes et indirectes.



$$s(t) = e(t) * h(t)$$

si  $e(t) = \delta(t)$

$$s(t) = h(t)$$



$$SF(t) = C_{bb}(t) = C_{bb}(t) * h(t)$$

si  $C_{bb}(t) = \delta(t)$

$$SF(t) = h(t)$$

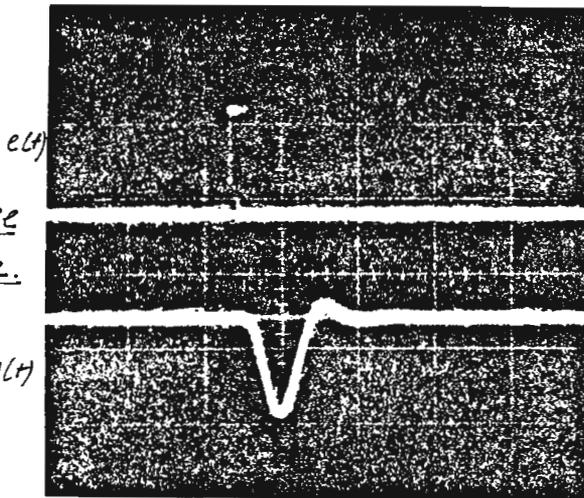
REponse IMPULSIONNELLE

- (1) directe.
- (2) indirecte :  $b(t)$  = code pseudo aléatoire binaire.

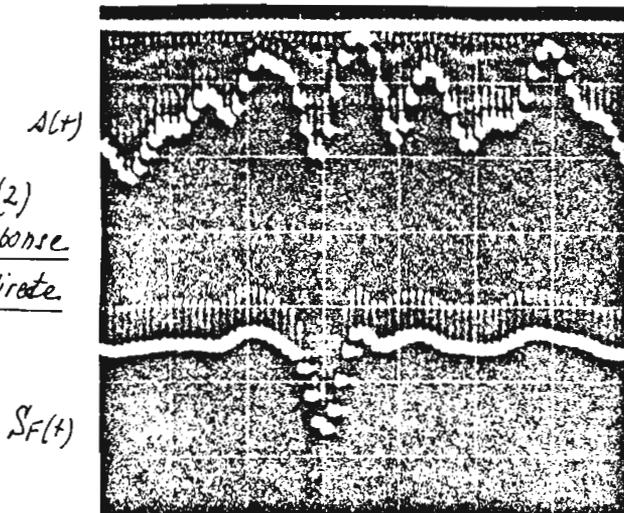
Processus à filtrage basse bas.

Processus à filtrage basse bande.

(1)  
Reponse directe.



(2)  
Reponse indirecte.

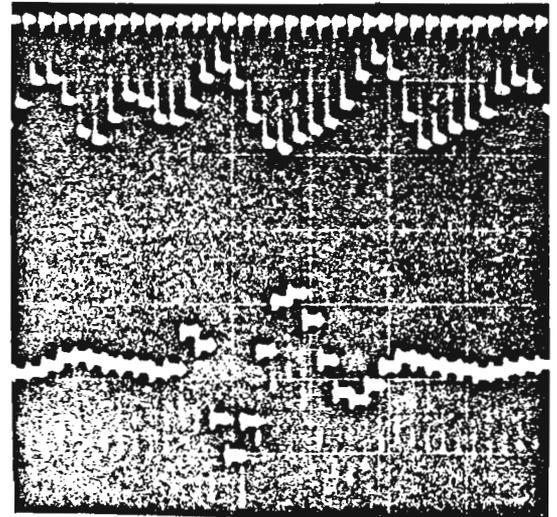
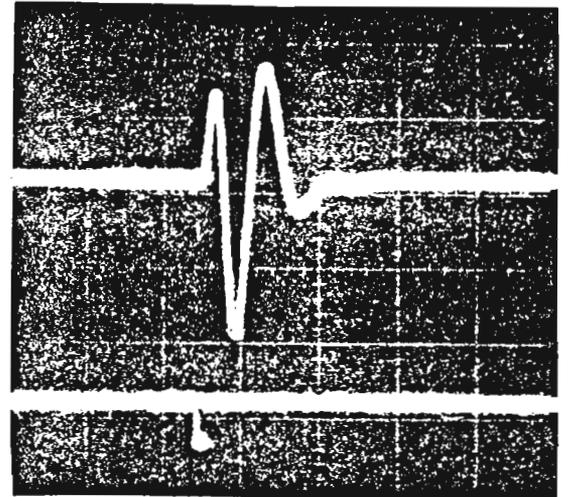


$s(t)$

$e(t)$

$s(t)$

$SF(t)$

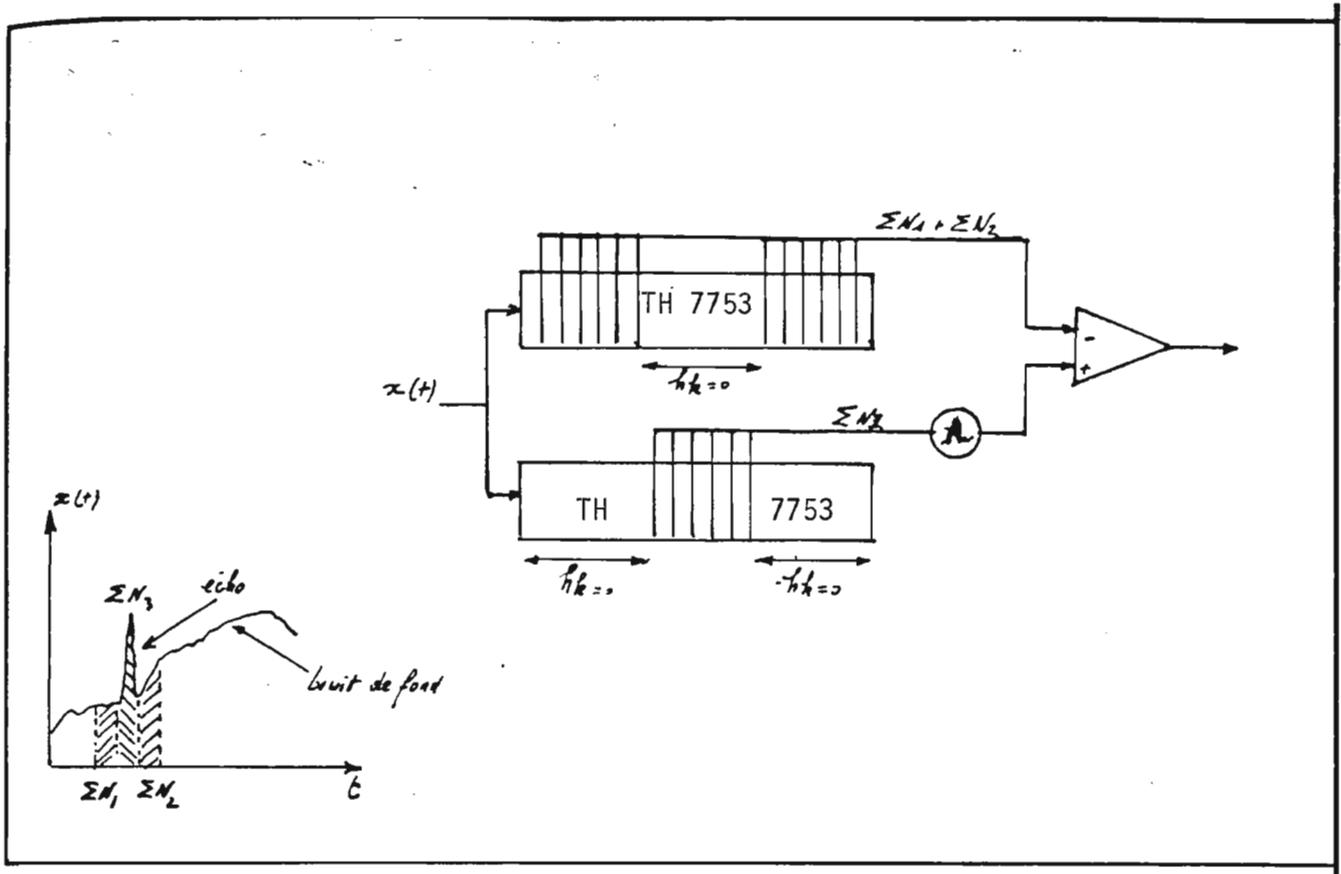


~~TENTATIVE  
PROVISoire~~

TRAITEMENT DES SIGNAUX (RADAR OU SONAR)

Dans le domaine du traitement des signaux, une des applications du circuit TH 7753 est le moyennage d'un signal temporel autour de sa valeur moyenne pris sur un (ou des) écart(s) de temps donné(s).

Dans ce cadre, la détection d'échos, noyés dans un bruit de fond, pour application radar ou sonar, nécessite deux circuits TH 7753 avec modulation de la résolution d'analyse par programmation (voir figure 12).



**DIVISION  
TUBES ELECTRONIQUES**  
38120 St-EGREVE - FRANCE

DETERMINATION PAR MOYENNAGE D'ECHOS  
NOYES DANS UN BRUIT DE FOND

FIG. 12


**THOMSON-CSF**

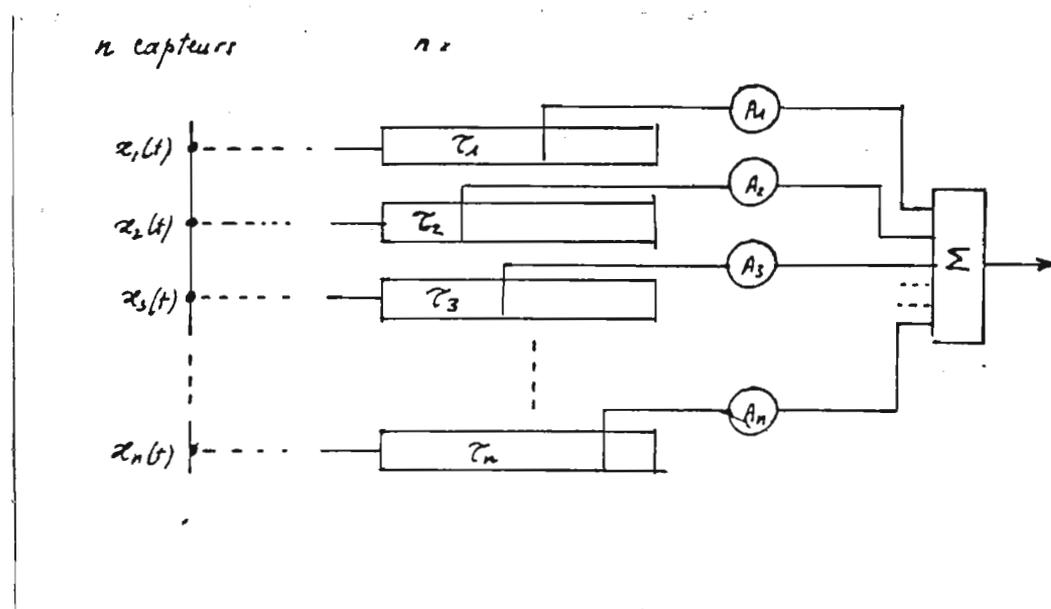
DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

# TENTATIVE

## 4 LIGNES A RETARDS PROGRAMMABLES

Le circuit TH 7753 permet de réaliser une simple ligne à retard programmé, avec un seul coefficient égal à 1 (ou -1 pour inversion de phase), les autres coefficients étant égaux à 0.

Cette utilisation trouve son application dans la détection sonar pour la formation de voies avec orientation différentes du faisceau. Dans ce cas, les circuits TH 7753 sont nécessaires pour  $n$  capteurs (voir figure 13).



THOMSON-CSF

 DIVISION  
 TUBES ELECTRONIQUES  
 38120 St-EGREVE - FRANCE

 FORMATION DE VOIES EN DETECTION SONAR  
 PAR LIGNES A RETARD PROGRAMMABLE

FIG. 13


 THOMSON-CSF  
 COMPOSANTS



~~TENTATIVE~~  
~~PROVISoire~~

## 5 FILTRES PROGRAMMABLES

### 5.1. Filtres programmables avec un circuit TH 7753

Pour réaliser un filtre transversal à coefficients programmables avec un seul circuit TH 7753, il faut affecter chaque coefficient à  $n$  étages successifs du circuit, comme défini à la figure 14.

Dans ce cas, la fréquence de transfert du registre analogique est  $n$  fois plus grande que la prise d'échantillonnage de l'entrée analogique. Une intégration en sortie sur  $n$  échantillons permet de retrouver la fréquence d'échantillonnage d'entrée.

La valeur de chaque coefficient devient :

$$h_k = \sum_{j=(k-1)n+1}^{kn} a_j \quad \text{avec } 1 < k < \frac{128}{n}$$

$a_j$  = programmation binaire  $1 < j < 128$

Le tableau des possibilités d'un tel filtre est défini comme suit :

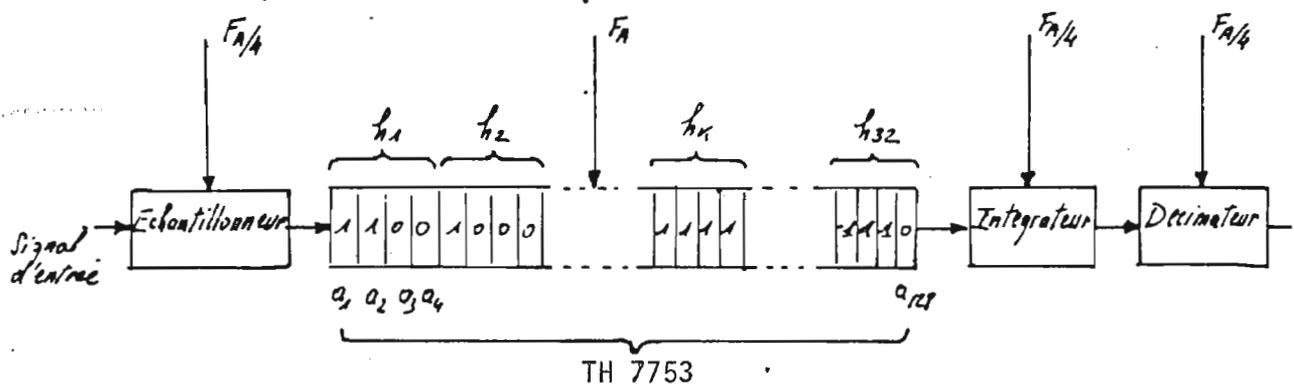
n	PRECISION EQUIVALENTE DES COEFFICIENTS	NOMBRE DE COEFFICIENTS	FREQUENCE ECHANTILLONNAGE D'ENTREE
1	1 bit + signe	128	$F_A$
4	2 bits + signe	32	$F_A/4$
8	3 bits + signe	16	$F_A/8$

$F_A$  = fréquence de transfert du registre analogique


**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

~~TENTATIVE~~  
~~PROVISoire~~



*Programmation de chaque coefficient: sur  $n$  étages successifs.  
 Précision équivalente des coefficients:  $\log_2 n$  bits + signe  
 Nombre de coefficients:  $128/n$*

FILTRE PROGRAMMABLE AVEC UN CIRCUIT  
 TH 7753 - COEFFICIENTS PROGRAMMES  
 SUR  $N = 4$  ETAGES

FIG. 14

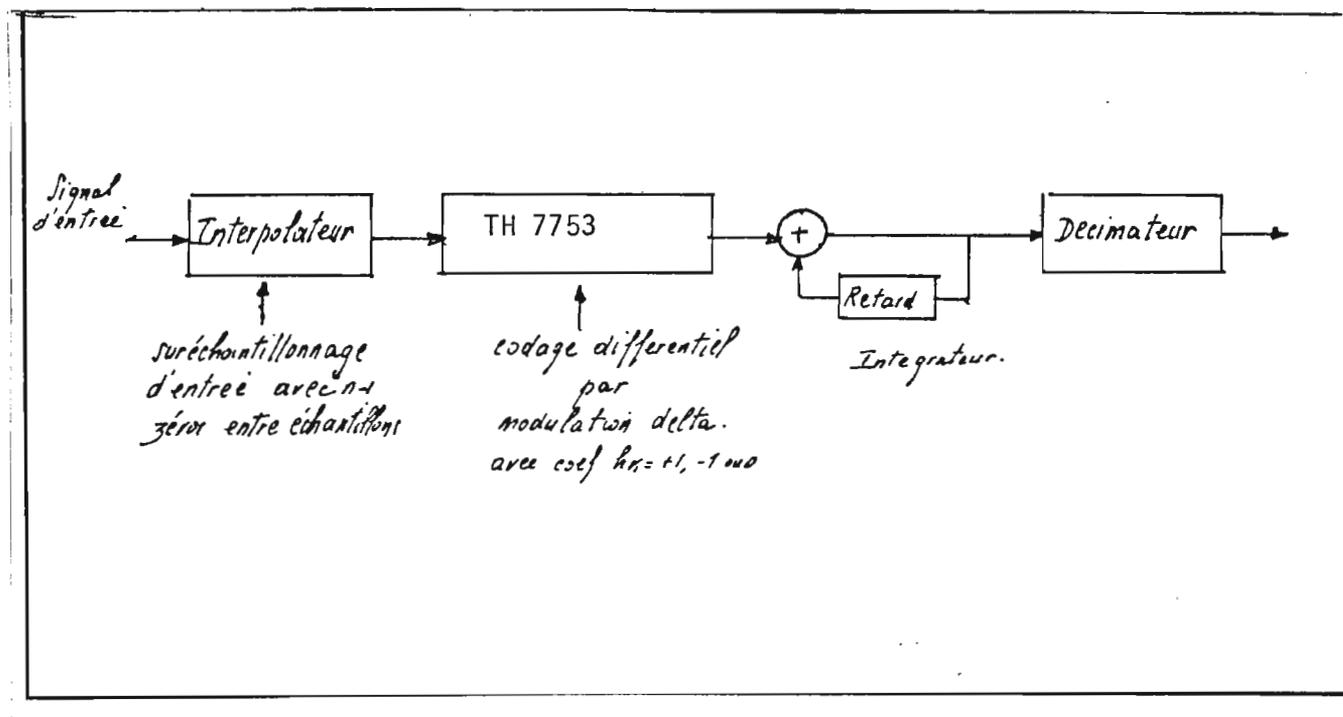

**THOMSON-CSF**

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

# TECHNIQUE PROVISOIRE

Une autre possibilité de filtrage avec programmation des coefficients aux valeurs +1, -1 ou 0, utilisant une méthode comparable à la modulation delta, est définie par LIU (référence IEEE transactions on circuits and systems - 6.06.80).

La structure d'un tel filtre (voir figure 15) nécessite un interpolateur à l'entrée, tel que, entre chaque échantillon, on insère  $n-1$  zéros. En sortie, on réalise un intégrateur suivi d'un décimateur.



FILTRAGE AVEC CODAGE PAR MODULATION DELTA

FIG. 15



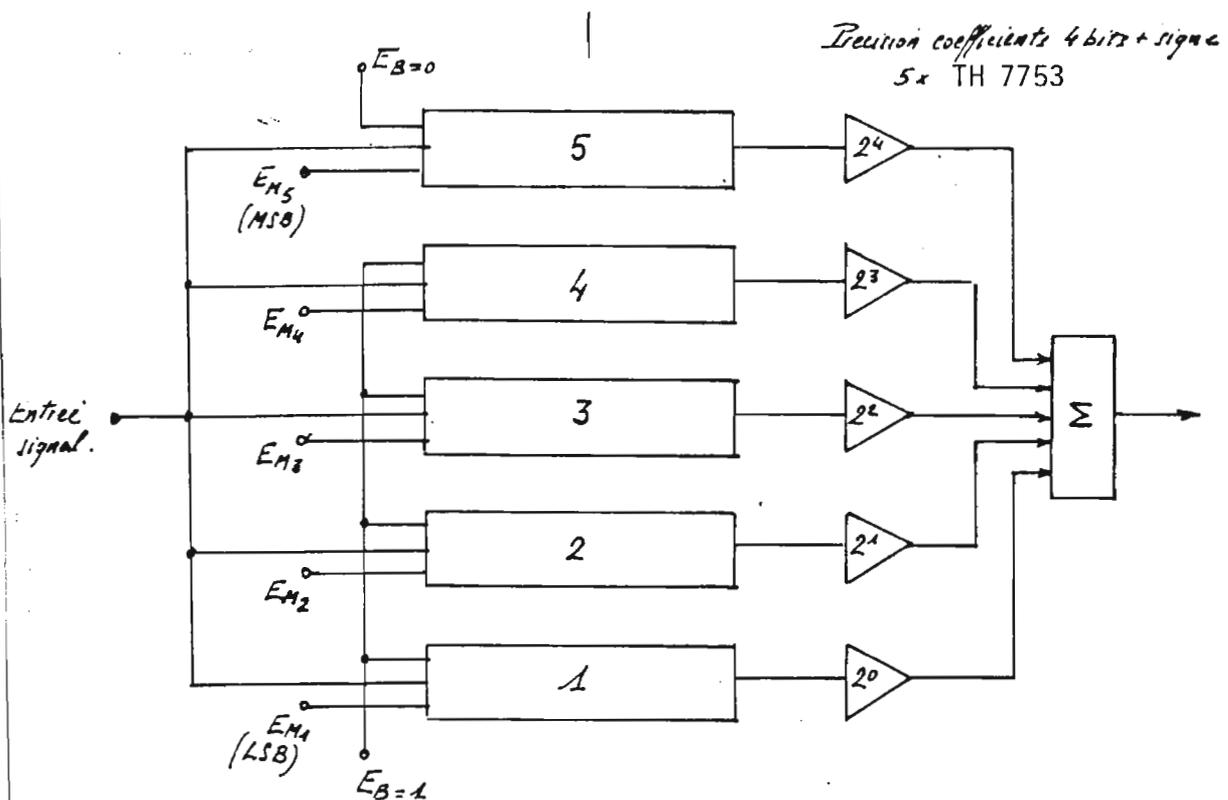
~~TENVAIRE~~  
~~PROVIBUKE~~

## 5.2. Filtres programmables avec N circuits en parallèle

La mise en parallèle de N circuits TH 7753 (voir figure 16) permet de réaliser un filtre transversal dont la précision de chaque coefficient est défini sur (N-1) bits = signe pour une programmation binaire complémentée à 2.

La programmation est réalisée sur les entrées masques ( $E_M$ ) de chaque circuit. L'entrée signe ( $E_B$ ) est fixée au niveau 1 pour les N-1 premiers circuits et au niveau 0 pour le circuit correspondant à la programmation du signe.

Chaque sortie est pondérée par un gain  $2^i$  avant sommation. Cette structure peut-être employée dans le filtrage adapté des systèmes SONAR ou RADAR pour de la compression d'impulsion longue, ou le filtrage Doppler par programmation adapté en "chirp", et l'analyse spectrale en général par application de transformées dans le domaine z (Chirp Z Transform).



FILTRE PROGRAMMABLE AVEC N CIRCUITS  
TH 7753 EN PARALLELE

FIG. 16

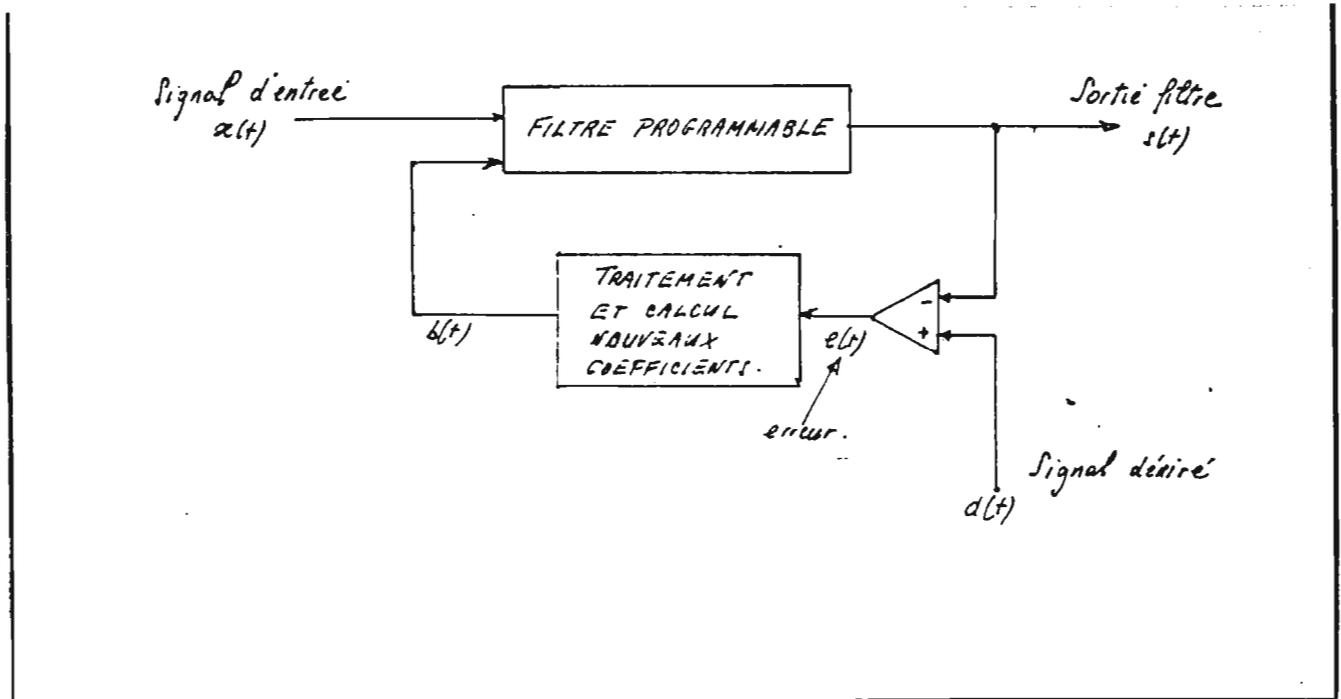


## 6. FILTRAGES ADAPTATIFS

Les filtres adaptatifs ont leurs caractéristiques qui changent continuellement sous le contrôle d'un ordinateur ou d'un microprocesseur par adaptation itérative des coefficients.

Un rebouclage permet de comparer la réponse du filtre à celle recherchée, et de réaliser le traitement sous forme numérique avant introduction des pondérations modifiées.

Cette adaptation peut être réalisée sur la réponse impulsionnelle par la méthode, par exemple du moindre carré moyen. La figure 17 donne un schéma de principe d'un tel rebouclage.



PRINCIPE DU FILTRAGE ADAPTATIF

FIG. 17

888 § 888