

UNIVERSITE D'ALGER

10/77

DEPARTEMENT ELECTRICITE

200

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

TELESURVEILLANCE ET
TELECONTROLE D'UN
CHAMP DE PUIIS DE GAZ

SUJET :

PROPOSE PAR :

M. BOUDIN

REALISE PAR :

MM. BENMEHREZ . C

SAYAH . O

80 P.

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

THESE DE FIN D'ETUDES

TELESURVEILLANCE ET
TELECONTROLE D'UN
CHAMP DE PUIITS DE GAZ

PROPOSEE PAR :

M. BOUDIN

ETUDIEE PAR :

MM. BENMEHREZ
ET SAYAH

PROMOTION JUIN 77

Pour remercions M. Adane Directeur
du département Electricité, M. Boudin, M. Dawoud,
M. Hamra-Keroua. et tous les professeurs qui
ont participé à notre formation. Nous les prions
de trouver ici l'expression de notre sincère
reconnaissance.

Nous remercions également tous ceux qui ont
contribué à l'élaboration de ce projet.

Je dédie cette thèse à mes parents.

BENMEHREZ C.

Je dédie cette thèse à ma mère et
à mes frères et sœurs.

SAYAH O.

PLAN DE L'ETUDE

I N T R O D U C T I O N	Page	I
C H A P I T R E I	Page	3
- P R E S E N T A T I O N D U S Y S T E M E .		
C H A P I T R E I I	Page	9
- O R G A N I S A T I O N D E S E C H A N G E S D ' I N F O R M A T I O N S .		
C H A P I T R E I I I	Page	26
- A C Q U I S I T I O N E T T R A I T E M E N T D E S D O N N E E S .		
C H A P I T R E I V	Page	66
- C A N A L D E T R A N S M I S S I O N .		
C O N C L U S I O N	Page	77

CHAPITRE I

- PRESENTATION DU SYSTEME .

- . Système de contrôle semi-centralisé . Page 4
- . Les informations : télémessures-télésignalisations télécommandes Page 6
- . Transmission en Full-Duplex Page 7
- . Support de transmission : câble téléphonique Page 8

CHAPITRE II

- ORGANISATION DES ECHANGES D'INFORMATIONS .

- . I- Les échanges d'informations puits-module P: 9
- . I-a) Transmission arythmique des télécommandes et télésignalisation de changement de position spontané P:10
- . I-b) Transmission cyclique des télémessures P:10
- . 2- Séquences et messages utilisés P:11
- . 2-a) Structure des messages P:12
- . 2-b) Contrôle des messages par bit de parité. P:14
- . 2-c) Contrôle des messages par bits de redondance (selon le système de Hamming).. P:15
- . 3 - Procédure de transmission P:17
- . 3-a) Ordre de commande P:17
- . 3-b) Télésignalisation de changement de position spontané P:17
- . 3-c) Télémessures et télésignalisations (transmission cyclique)..... P:18
- . 4- Longueur des messages utilisés P:18
- . 5 -Structure des équipements P:20
- . 5-a) Processus d'échanges de données par système-bus P:21
- . 5-b) Au niveau du puits P:23
- . 5-c) Au niveau du module P:24

C H A P I T R E III

- ACQUISITION ET TRAITEMENT DES DONNEES .

- A) Acquisition des données P:26
 - . 1) Nature des informations élaborées par les capteurs de mesure P:26
 - . 2) Constitution d'une chaîne de mesure analogique P:26
 - . 3) Exemples de capteurs à sortie analogique. P:27
 - 3-1) Mesure d'une température par thermocouple P:27
 - 3-2) Mesure pneumatique des pressions..... P:27
 - 3-3) Capteurs de mesure à transformateur différentiel P:28
- B) Emission par codage d'impulsions P:29
 - . 1) L'échantillonnage P:30
 - . 2) Quantification P:35
 - 2-1) Quantification uniforme P:35
 - 2-2) Réalisation de la quantification uniforme..... P:36
 - . 3) Multiplexage dans le temps P:39
 - 3-1) Multiplexage P:39
 - 3-2) Réalisation du multiplexage temporel. P:39
 - 3-3) Convertisseur // -Série P:41
 - 3-4) Compteur..... P:42
 - 3-5) Traitement à la réception P:43
- C) Transmission P:44
 - . 1) La fonction synchronisation P:44
 - . 2) Organisation du système de transmission.. P:47
 - . 3) Transmission en bande de base P: 48

- . 4) La fonction modulation démodulation P:50
 - a- Rappels sur la modulation de fréquence; P:51
 - b- Saut de fréquence FI ou FSK P:52
 - c- Spectre du signal en modulation de fréquence P53

- . 5) Description du système de transmission de données utilisant le saut de fréquence...P:55

- . 6) Choix du modemP:55
 - a- Durée de transmission du messageP:56
 - b- Description du modem 1200 BaudsP:58
 - c- Modem 1200 Bauds à 4 fils normalisé par le CCITTP:61

- . 7) Modems à grands débitsP:63

CHAPITRE IV

- CANAL DE TRANSMISSION .

- . 1- Capacité du canal P:66
- . 2- Bruits affectant le canal de transmission
P:68
- . 3- Défauts des canaux de transmissionP:75

I N T R O D U C T I O N

La complexité croissante des processus industriels a conduit à développer des systèmes de surveillance de plus en plus élaborés, traitant des informations toujours plus nombreuses, dans des temps toujours plus courts.

D'abord analogiques, les systèmes de transmission se sont laissés séduire par la transmission par codage d'impulsions (MIC ou PCM).

Les systèmes de transmission analogiques se révèlent insuffisants pour assurer les exigences de la technique moderne. Ils sont le siège de parasites et de phénomènes de diaphonie très gênants, d'où une grande proportion de signaux erronés.

Les systèmes de transmission numérique présentent des avantages tels, que depuis quelques années ils supplantent les systèmes précédents même dans le domaine de la téléphonie, malgré la présence d'un bruit de quantification qui entache toute conversion analogique - numérique - .

Les signaux analogiques sont convertis en signaux binaires, ce qui facilite la reconnaissance à la réception malgré les bruits affectant le canal de transmission; pour plus de sécurité, on peut traiter le signal numérique avant sa transmission de façon à détecter et éventuellement, à corriger certaines configurations d'erreurs.

La transmission numérique offre un avantage certain par l'économie des voies qu'elle permet grâce

au multiplexage temporel . Ceci permet de diminuer considérablement le rapport Prix de revient / Quantité d'information transmise .

Elle a aussi largement contribué à la gestion automatique des systèmes ; à la surveillance humaine s'est ainsi substituée la surveillance automatique des multiples informations fournies par les capteurs de mesure .

Cette transmission numérique de l'information est plus compatible avec la technologie moderne qui se sert d'un langage logique par l'utilisation des microprocesseurs , circuits intégrés digitaux etc

C H A P I T R E I

Chp I : PRESENTATION DU SYSTEME

La zone de gisement de Hassi Rmel s'étend sur une superficie de 3500 km², couvrant 70 km du nord au sud et 50 km d'est en ouest. On y trouve un total de 113 puits de collecte et 52 de Réinjection, cinq modules de traitement du gaz et deux stations de compression-réinjection (éventuellement trois).

L'objectif de notre étude, est de concevoir le système de contrôle et de télésurveillance de l'ensemble des puits avec comme support de transmission des lignes téléphoniques.

Les avantages d'un système de télécontrôle sont tels qu'ils permettent "d'oublier" le coût élevé des installations nécessaires:

- la centralisation des informations qui permet avec opérateurs d'avoir constamment en vue tous les paramètres provenant des différents puits et des modules de traitement et de prendre ainsi, dans un délai optimum, toutes les mesures qu'ils jugeront utiles à partir de leur poste de commande.
- Le système est conçu de manière à rendre inutile la présence permanente de main d'oeuvre au niveau des puits. Un groupe mobile d'entretien stationné au module pourra se rendre à un puits si cela est jugé nécessaire.
- la gestion de l'ensemble de la production est améliorée au maximum grâce à la centralisation d'informations, et

.../...

à l'utilisation d'un ordinateur se trouvant dans le poste de commande central.

SYSTEME DE CONTROLE SEMI-CENTRALISE

Ce système de contrôle semi-centralisé a été adopté étant donné qu'il permet de :

- grouper les contrôles en blocs d'unités similaires faciles à exploiter.
- éviter la transmission sur de longues distances jusqu'à une salle de contrôle, de données détaillées de surveillance et de contrôle.
- Rapprocher les fonctions de surveillance et de contrôle de l'élément devant être contrôlé.
- Réagir rapidement à une situation exigeant l'intervention sur place d'un opérateur auprès de l'élément contrôlé.
- Décomposer les décisions en sous-ensembles adaptés au jugement humain.

La surveillance à distance des puits couvre les éléments suivants:

- débit
- pression des canalisations
- pression du tubage
- pression en tête de puits
- position de la vanne d'étranglement (réglage de débit).
- position de la vanne d'arrêt d'urgence
- détecteur d'intrusion
- détecteur d'incendie

Le contrôle à distance des puits comprend les éléments suivants:

- déclenchement de la vanne d'arrêt d'urgence
- ouverture de la vanne d'arrêt d'étranglement
- fermeture de la vanne d'arrêt d'étranglement

Outre les opérations de télésurveillance, le centre de contrôle peut envoyer des opérateurs pour examiner et remettre en position les vannes d'arrêt d'urgence qui auraient été déclenchées par télécommande et pour ajuster localement les vannes d'étranglement.

L'emplacement optimal pour les pupitres de contrôle des puits de production se trouve aux modules recevant le gaz de ces puits. Les pupitres de contrôle des puits de reinjection sont situés aux stations de compression correspondantes.

Le contrôle et la surveillance d'ensemble de l'exploitation du gisement de Hassi R'mel sont assurés dans le bâtiment administratif. Un ordinateur servira à l'enregistrement et au relèvement des données, à la gestion du gisement.

Le centre de contrôle central du gisement n'a pas pour but de centraliser toutes les données au niveau des modules, mais seulement une partie d'entre elles nécessaire à la gestion et à la sécurité de l'ensemble. C'est ainsi que des paramètres-clefs tels que, les débits et les pressions à la prise et au rejet ainsi que la position des équipements principaux seraient surveillés à la fois au niveau des modules et au niveau de la salle de contrôle centrale.

On remarquera sur la figure I que l'échange d'informations ne peut se faire qu'entre 2 niveaux consécutifs c'est à dire :

.../...

puits-module ou module-salle de contrôle centrale.

Avec un tel système semi-centralisé, la représentation visuelle des signaux de surveillance et de contrôle, avec toutes les fonctions auxiliaires s'y rattachant, est réduite suffisamment pour permettre aux opérateurs d'effectuer une surveillance et un contrôle précis.

La surveillance et le contrôle des puits seront effectués à partir de la salle de contrôle du module par un système de surveillance qui interrogera un à un tous les puits qui lui sont rattachés .

Les informations - Télémessures - Télésignalisations- Télécommandes.

On distinguera dans l'échange d'information puits-module des télémessures (TM)

- pression en tête du puits
- pression du tubage
- pression des canalisations
- débit
- position de la vanne d'étranglement

12 bits seront nécessaires pour transporter une information de télémessure. Ceci s'explique par le fait qu'en BCD, il faut 3 blocs de 4 bits pour écrire un nombre de 3 chiffres

Exemple :

0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0
3				9				4			

-Des Télésignalisations (TS)

- détection d'incendie (seuil IIC~~28~~)
- détection d'intrusion
- position de la vanne d'arrêt d'urgence (ouverte ou fermée)
- niveau de la pression haute en tête de puits par rapport au seuil de 260 bars.

.../...

DAI = demande d'acquisition d'informations

TC = télécommande

I = information

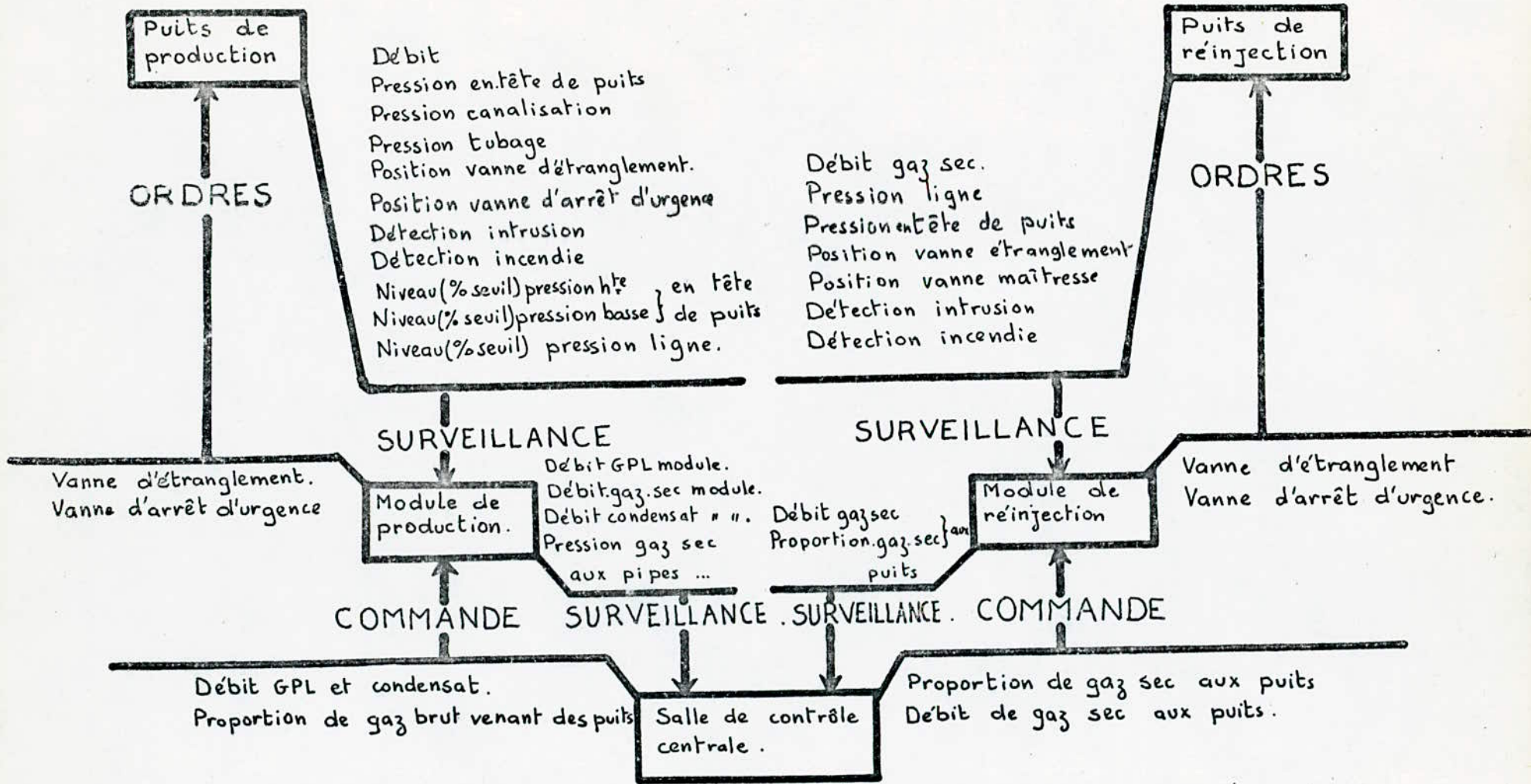
Ad = adresse

Dans ce mode décharge, le taux d'occupation de la ligne est le plus fort . On peut très bien avoir une transmission en Full-Duplex sur une ligne à 2 fils seulement ou sur une ligne à 4 fils (2 fils véhiculant les messages aller et 2 autres les messages retour).

Support de transmission : Câble téléphonique ;

Les données et les signaux de contrôle entre les puits et les pupitres de contrôle sont transmis par des câbles à paires isolés ; Les distances entre centre de commande (module) et centres commandés (puits) sont faibles et varient de quelques kilomètres à une vingtaine de kilomètres .

Fig 1. Système semi-centralisé de télécontrôle et de télésurveillance



C H A P I T R E I I

Chp II: ORGANISATION DES ECHANGES D'INFORMATIONS

I/ Les échanges d'informations puits - module

On a un échange continuél d'informations entre le puits et le module auquel il est rattaché. On peut distinguer :

- l'émission d'informations TS ou TM (puits--module)

Nous pouvons donc distinguer 2 procédures :
émission d'un ordre , et appel des informations de télésurveillance suivi de ces informations .

Compte tenu de leur importance, des priorités sont affectées aux transmissions des différents type d'information suivant le schéma :

- 1 - Télésignalisation de changement de position spontané
- 2 - Ordres
- 3 - Répétition sur défaut
- 4 - Informations cycliques

En période normale,diverses informations sont transmises cycliquement vers les puits ou en provenance d'eux. Le cycle d'appel est déterminé par le module à partir d'une liste cyclique. En cas de besoin,il est possible d'interrompre le cycle de télésurveillance pour transmettre des données plus prioritaires.

Le module appelle le puits d'adresse N. En réponse ce dernier envoie ses messages d'information (TM ou TS)les uns après les autres dans un ordre déterminé. Après réception du dernier message ,le module appelle le puits d'adresse N+I automatiquement .

Si l'opérateur le juge nécessaire (dans le cas où une alarme se serait déclenchée par exemple) on peut rappeler les informations du puits d'adresse N. Dans ce cas on visualisera, pendant tout le temps désiré,les informations de ce puits.Ceci permet,en cas de télésignalisation de changement de position

spontané de voir quelle a été la nouvelle valeur affichée par l'organe mis en cause . On pourra ensuite reprendre la sélection automatique des puits à partir du puits suivant.

I-a/ Transmission arythmique des télécommandes et télésignalisations de changement de position spontané.

On désignera par " Appel " un ordre émis par le module vers le puits ou un changement spontané dans la position d'un appareil du puits .

Lorsqu'un "appel module " (TC) se produit, une suite de messages est échangée successivement entre les 2 postes suivant un processus arythmique. Ces messages précisent les adresses de l'organe appelant et de l'organe appelé et les informations binaires caractérisant la position à conférer à l'appareil télécommandé . L'échange de messages ne prend fin que lorsque l'appareil télécommandé a pris une position conforme à celle que l'opérateur du module désire lui faire occuper.

Lorsqu'un "appel puits " se manifeste, le cycle de télésurveillance est interrompu momentanément pour transmettre l'adresse de l'organe où s'est produit le changement de position spontané . Le cycle de télésurveillance reprendra au niveau où il a été interrompu .

I-b/ Transmission cyclique des télémesures.

En l'absence d'appel de télécommande, le puits (qui est le poste commandé) devient poste directeur et transmet cycliquement vers le poste central les télémesures et télésignalisations existantes. Les messages utilisés dans ce cas sont uniquement des messages d'informations . Les adresses sont, en effet, des adresses temporelles définies en fonction du temps qui s'est écoulé depuis l'origine du cycle, Des dispositions

sont prévues pour assurer la sélection synchrone des organes homologues des 2 postes distants. Le fonctionnement cyclique prend fin et est suivi par le fonctionnement arithmique dès qu'un " appel module " se manifeste .

2 - Séquences et messages utilisés.

On désignera par " séquences normales ", les séquences utilisées en fonctionnement arithmique et qui comportent plusieurs messages (d'adresses ou d'informations) échangés alternativement entre module et puits .

On appellera " séquences réduites " , celles qui sont utilisées en fonctionnement cyclique et qui sont réduites à la transmission unilatérale des message d'informations exclusivement.

La structure des messages obéit à certains impératifs :

- . dans un cycle de télésurveillance, on doit pouvoir faire savoir aux puits qu'on désire interrompre le cycle pour émettre un ordre de commande . On a donc prévu de ménager 2 bits dans les messages émis par le module de commande pour faire savoir aux puits s'ils peuvent continuer leur cycle de télésurveillance, ou s'arrêter suivant qu'on a appel ou pas ;

- . on doit pouvoir distinguer la nature des messages. En particulier lorsqu'on interrompt une transmission cyclique, on peut envoyer l'adresse d'un changement de position spontané risquant de se confondre avec une information de la séquence réduite suivante du cycle, séquence qui peut avoir la même structure .

Pour discriminer les messages d'informations et les messages d'adresses tous émis par le puits vers le module , on intercale dans chacun de ces messages un indicatif. Celui-ci peut indiquer qu'il y a eu appel dans le puits, auquel cas

le message est un message d'adresse ou que, dans le cas contraire (absence d'appel) la surveillance continue et les messages sont donc des messages d'informations.

Si l'indicatif indique la présence d'une télécommande, le cycle est interrompu et la séquence suivante est une séquence normale commençant obligatoirement par un message d'adresse .

2 -a/ Structure des messages.

Dans chaque message, on distingue 3 parties:

+ le start (1 bit) : marque le début de message. Il est toujours à 1

+ l'indicatif d'appel : 2 bits (α_1 , α_2)

OI : Appel local . Dans ce cas le contrôle est interrompu pour satisfaire un appel .

IO : Absence d'appel local. Le contrôle peut continuer.

II : Renouvellement du processus (c'est à dire répétition de l'information) quand il y a détection d'erreurs au niveau du puits .

+ le corps du message (voir figure 2) ; Ce peut être :

- une adresse (Fig. 2a) complétée par 1 bit servant à détecter des erreurs de transmission (bit de parité)

- des informations du type de la figure 2b (12 bits + 1 bit de contrôle) permettant de faire une télécommande. Dans notre cas, l'information de télécommande ne demande qu'un seul bit (ouverture ou fermeture d'une vanne, arrêt d'urgence). Les autres bits A2 jusqu'à A12 ne sont donc pas utilisés .

Une information de télécommande de 12 bits peut donc paraître superflue. Ce pendant un tel format sera nécessaire dans le cas où, dans un proche avenir, on voudra effectuer un téléréglage fin des vannes ou transmettre une valeur de consigne.

- des informations (Fig. 2c) fournissant 12 télésignalisations. Ces informations sont complétées par 1 bit de contrôle .
- des informations du type de la figure 2d fournissant une télé-mesure et 1 bit de contrôle .
- des informations du type de la figure 2 f : uniquement envoyées du puits vers le module pour demander la répétition de l'information erronée .

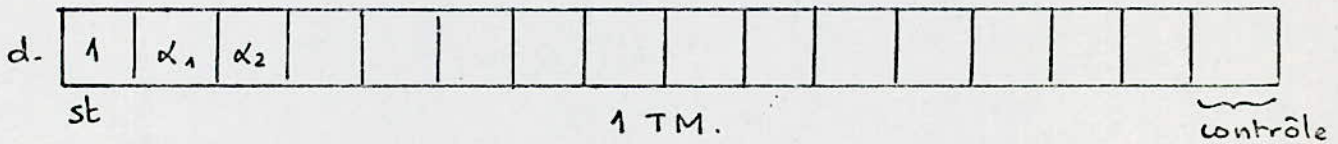
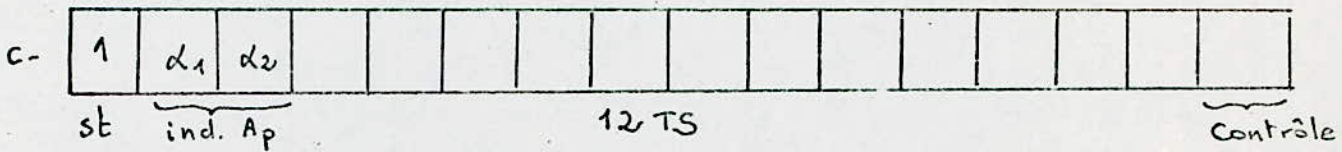
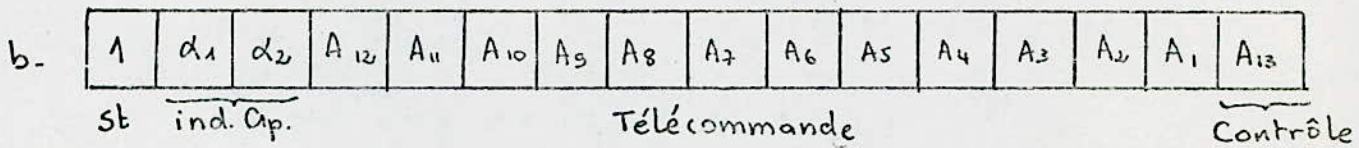
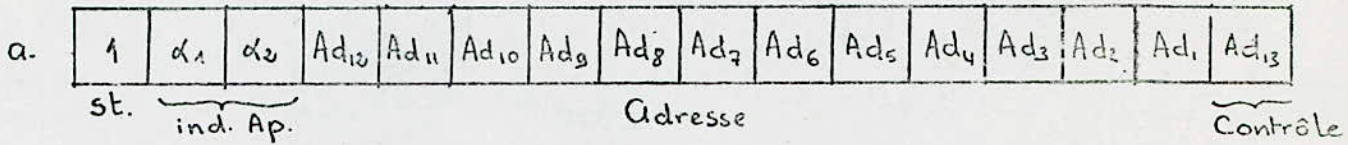


fig: 2 Structure des messages

la sortie P s'écrit : $P = A1 \oplus A2 \oplus A3 \oplus A4 \oplus A5$.

Le temps de propagation T_{pd} caractérise l'aptitude du circuit à exécuter plus ou moins rapidement la fonction prévue. On le définit souvent en mesurant le temps qui sépare l'ordre d'entrée de la réponse à la sortie entre les moments où les impulsions sont à mi-hauteur.

Le temps de génération du bit de contrôle est négligeable : quelques dizaines de nanosecondes .

Contrôle à la réception. Voir fig. 3b . D'autres systèmes de détection d'erreurs plus élaborés que le précédent permettent de détecter beaucoup plus de configurations d'erreurs et même de donner l'adresse de certaines . Ces systèmes ont l'inconvénient d'utiliser plus de bits de contrôle, d'où accroissement de la longueur du message. Nous proposons, à titre indicatif le système suivant :

2 - c/ Contrôle des messages par bits de redondance (selon le système de Hamming).

Les messages d'information (mis à part l'indicatif d'appel et le start) présentent un format bien défini. Chaque mot comprend 12 bits d'information + 4 bits de contrôle. Les 4 bits de contrôle sont appelés " bits de redondance ".

Soit l'information de 16 bits.

$a1 \ a2 \ a3 \ a4 \ \dots \ a12$ et les 4 bits de redondance : $a13 \ a14$
 $a15 \ a16$

Ces 4 derniers bits seront calculés de manière que :

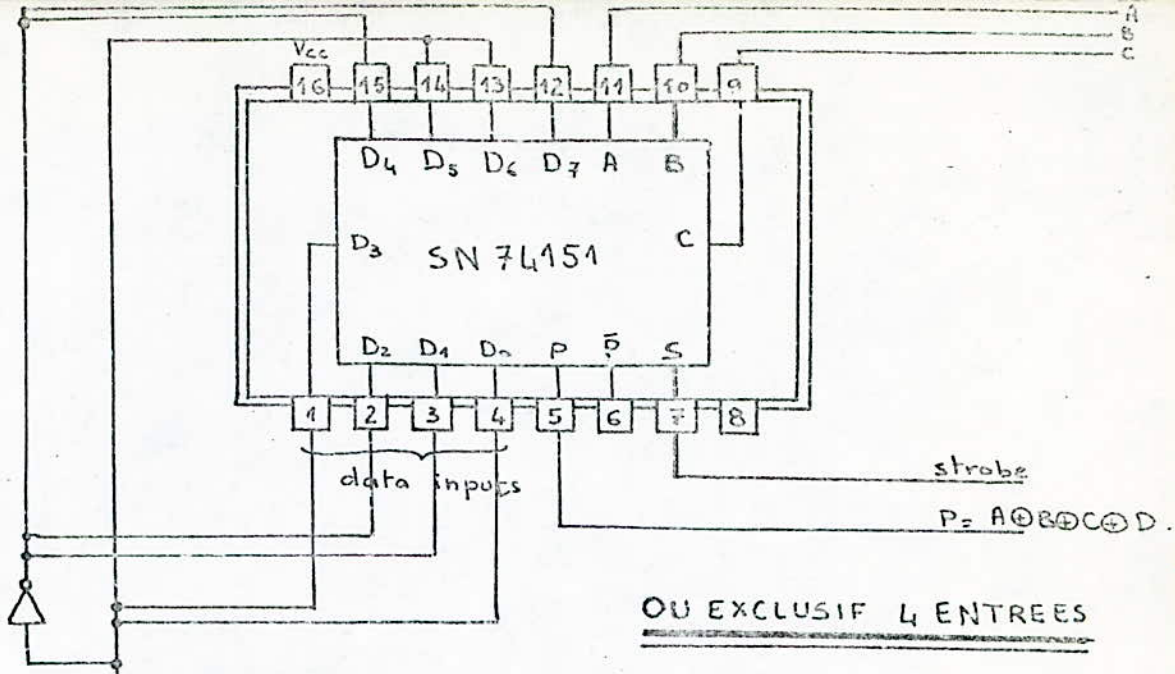
$$a1 \oplus \ a5 \oplus \ a9 \oplus \ a13 = I$$

$$a2 \oplus \ a6 \oplus \ a10 \oplus \ a14 = I$$

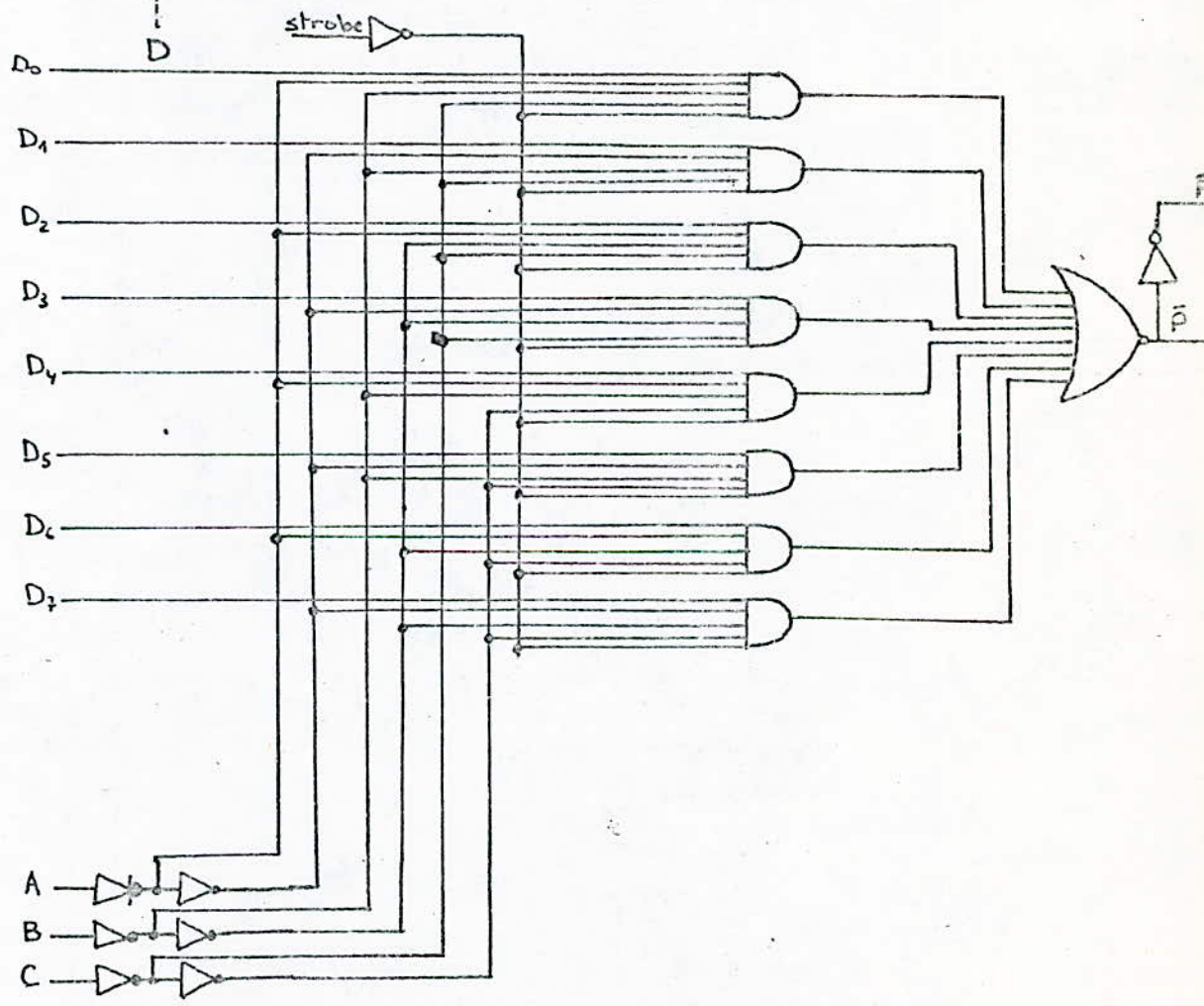
$$a3 \oplus \ a7 \oplus \ a11 \oplus \ a15 = I$$

$$a4 \oplus \ a8 \oplus \ a12 \oplus \ a16 = I$$

...../...

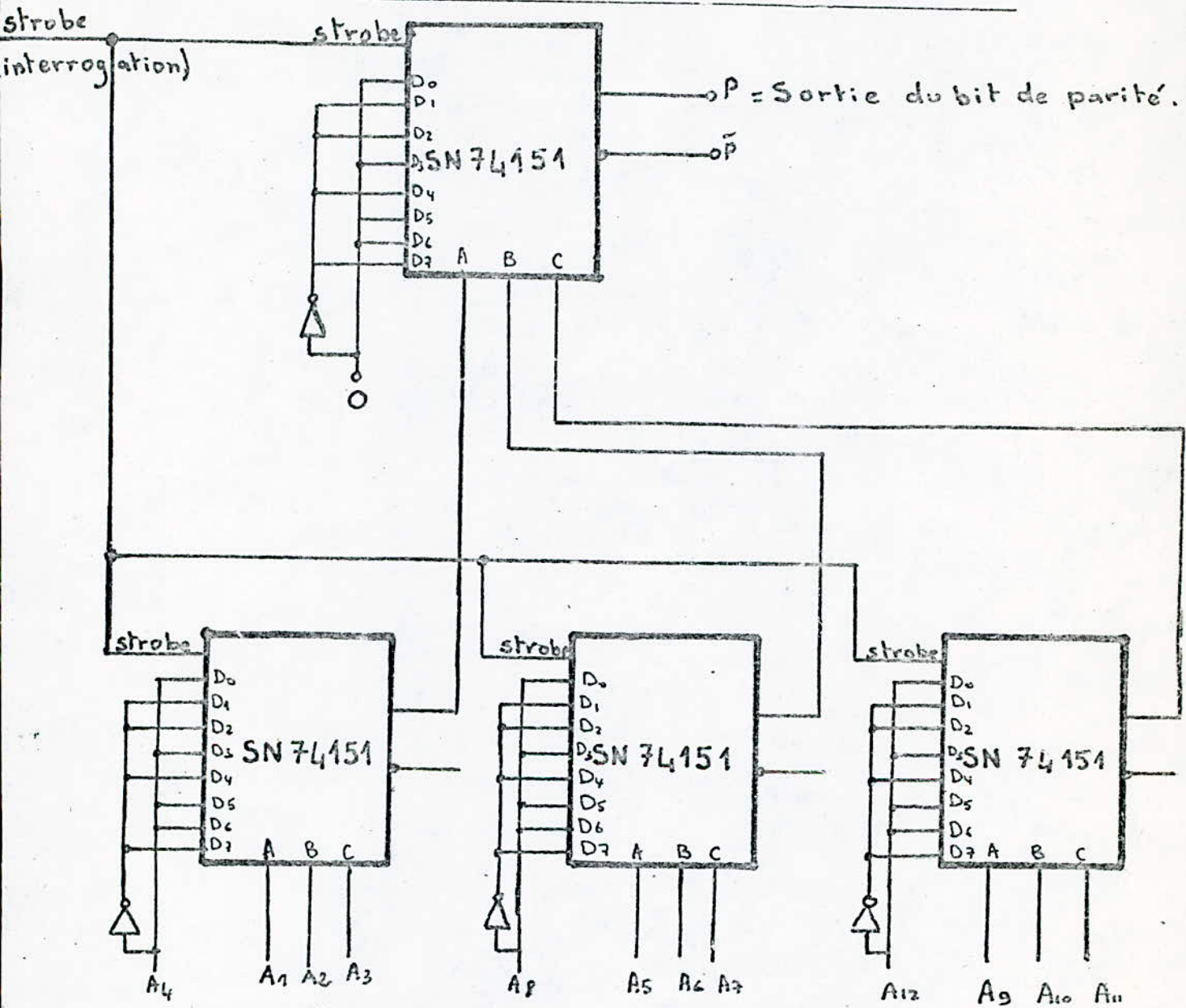


OU EXCLUSIF 4 ENTRES



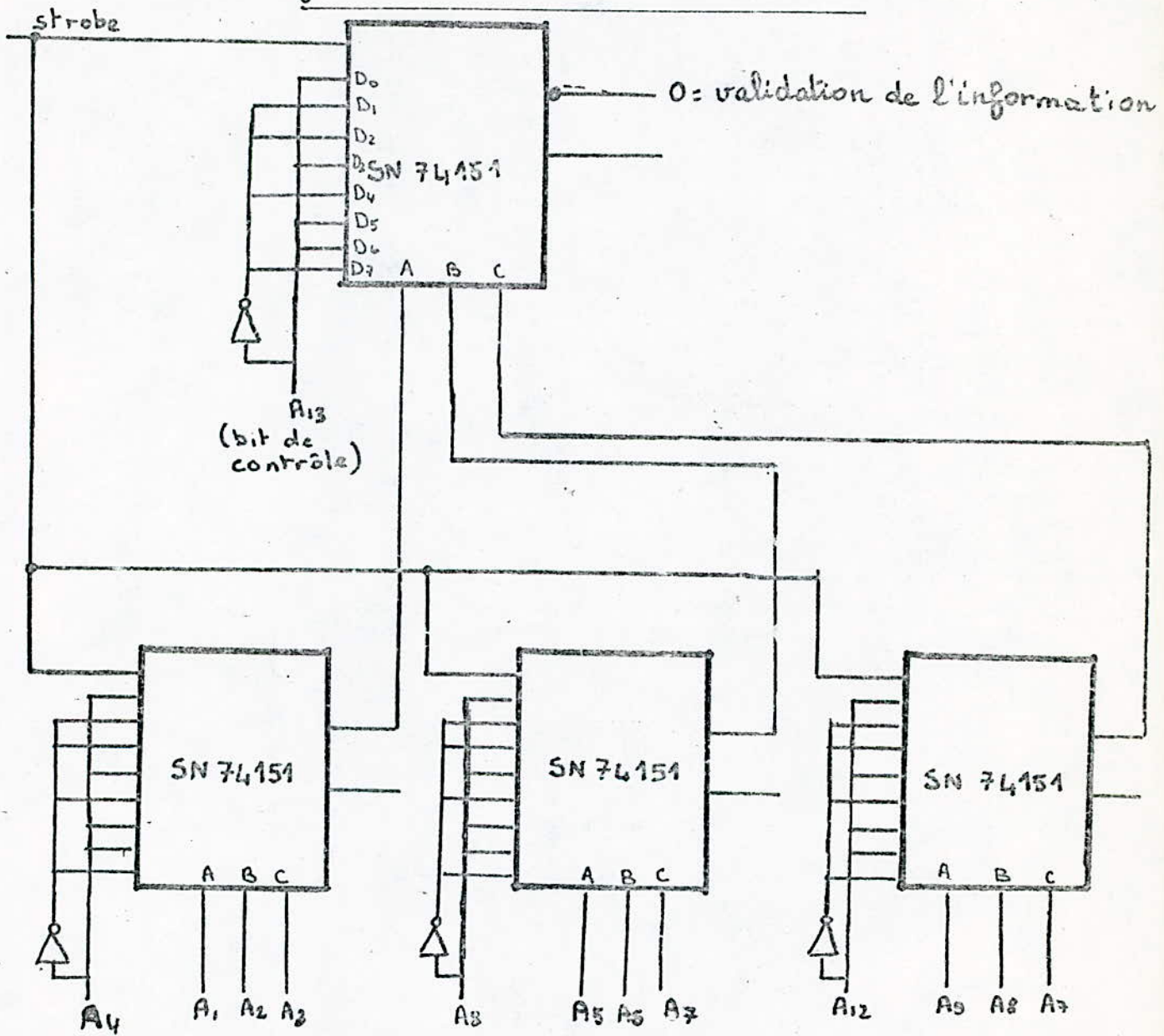
SN 74151

Fig 3a : Génération du bit de parité



Pour générer le bit de parité, le strobe doit être mis à 0

fig3b: Contrôle à la réception



Pour faire le contrôle à la réception, le strobe doit être mis à 0.

Le système devra être capable de générer ces 4 bits de redondance à l'émission de toute information, et d'effectuer le contrôle sur le message à la réception grâce à ces bits de redondance .

A L'EMISSION:

Le système de contrôle est constitué de :

- un registre à décalage formé de 4 bascules
- un additionneur " OU exclusif "

La sortie du registre et le train de données à contrôler sont additionnés par un " OU exclusif " dont la sortie attaque le registre.

Avant l'émission, les bascules sont toutes à l'état "0". La redondance est obtenue en recueillant l'état complémenté des 4 bascules du registre .

Les états successifs du registre à décalage à l'émission sont ceux de la figure 4 .

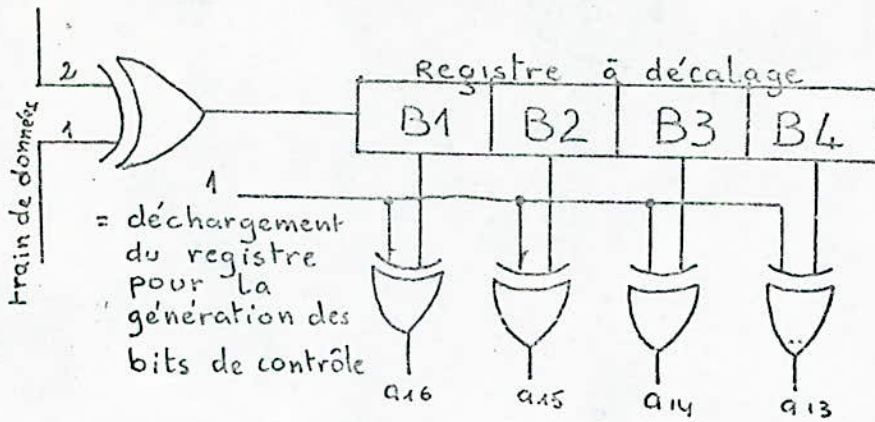
A LA RECEPTION :

L'organe de contrôle est constitué des mêmes organes qu'à l'émission :

- Registre à décalage .
- Additionneur " OU exclusif "

Avant la réception d'un caractère d'information (12 bits et des 4 bits de redondance, les 4 bascules du registre à décalage sont remises à zéro.

En réception (Fig. 5) la procédure est la même que pour le traitement des 12 bits d'information de l'émission, mais l'opération se poursuit par l'introduction des bits a I3 ⊕ I; a I4 ⊕ I; a I5 ⊕ I; a I6 ⊕ I .

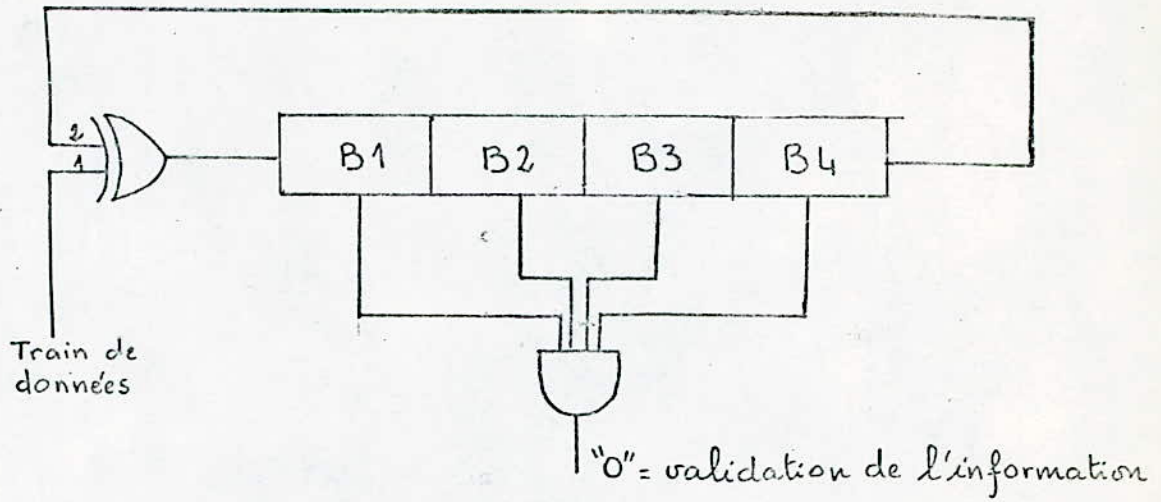


OU EXCLUSIF

REGISTRE A DECALAGE

entrée 1	entrée 2	B1	B2	B3	B4
.	.	0	0	0	0
a ₁	0	a ₁	0	0	0
a ₂	0	a ₂	a ₁	0	0
a ₃	0	a ₃	a ₂	a ₁	0
a ₄	0	a ₄	a ₃	a ₂	a ₁
a ₅	a ₁	a ₅ ⊕ a ₁	a ₄	a ₃	a ₂
a ₆	a ₂	a ₆ ⊕ a ₂	a ₅ ⊕ a ₁	a ₄	a ₃
a ₇	a ₃	a ₇ ⊕ a ₃	a ₆ ⊕ a ₂	a ₅ ⊕ a ₁	a ₄
a ₈	a ₄	a ₈ ⊕ a ₄	a ₇ ⊕ a ₃	a ₆ ⊕ a ₂	a ₅ ⊕ a ₁
a ₉	a ₅ ⊕ a ₁	a ₉ ⊕ a ₅ ⊕ a ₁	a ₈ ⊕ a ₄	a ₇ ⊕ a ₃	a ₆ ⊕ a ₂
a ₁₀	a ₆ ⊕ a ₂	a ₁₀ ⊕ a ₆ ⊕ a ₂	a ₉ ⊕ a ₅ ⊕ a ₁	a ₈ ⊕ a ₄	a ₇ ⊕ a ₃
a ₁₁	a ₇ ⊕ a ₃	a ₁₁ ⊕ a ₇ ⊕ a ₃	a ₁₀ ⊕ a ₆ ⊕ a ₂	a ₉ ⊕ a ₅ ⊕ a ₁	a ₈ ⊕ a ₂
a ₁₂	a ₈ ⊕ a ₄	a ₁₂ ⊕ a ₈ ⊕ a ₄	a ₁₁ ⊕ a ₇ ⊕ a ₃	a ₁₀ ⊕ a ₆ ⊕ a ₂	a ₉ ⊕ a ₅ ⊕ a ₁

fig. 4 : génération des bits de contrôle



OU EXCLUSIF		REGISTRE A DECALAGE			
entrée 1	entrée 2	B1	B2	B3	B4
0	0	0	0	0	0
a_1	0	a_1	0	0	0
\vdots	\vdots				
a_{12}	$a_8 \oplus a_4$	$a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$	$a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$	$a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$	$a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$
$a_{13} \oplus 1$	$a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$	$(a_{13} \oplus 1) \oplus a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$	$a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$	$a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$	$a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$
$a_{14} \oplus 1$	$a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$	$(a_{14} \oplus 1) \oplus a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$	$(a_{13} \oplus 1) \oplus a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$	$a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$	$a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$
$a_{15} \oplus 1$	$a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$	$(a_{15} \oplus 1) \oplus a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$	$(a_{14} \oplus 1) \oplus a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$	$(a_{13} \oplus 1) \oplus a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$	$a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$
$a_{16} \oplus 1$	$a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$	$(a_{16} \oplus 1) \oplus a_{12} \oplus a_8 \oplus a_4$	$(a_{15} \oplus 1) \oplus a_{11} \oplus a_7 \oplus a_3$	$(a_{14} \oplus 1) \oplus a_{10} \oplus a_6 \oplus a_2$	$(a_{13} \oplus 1) \oplus a_9 \oplus a_5 \oplus a_1$

a_2

fig. 5 : contrôle à la réception

3 - Procédure de transmission.

Nous allons dans ce qui va suivre, faire l'analyse de la transmission arythmique d'un ordre de commande , puis de la transmission d'une télésignalisation de changement de position spontané et enfin de la transmission cyclique des télésignalisations et des télémesures. Le déroulement de ces processus sera expliqué à l'aide des organigrammes qui suivent. Les messages encodés sont ceux qui sont émis vers le poste correspondant.

3 - a/ Ordre de commande (Transmission arythmique). Voir Fig. 6a .

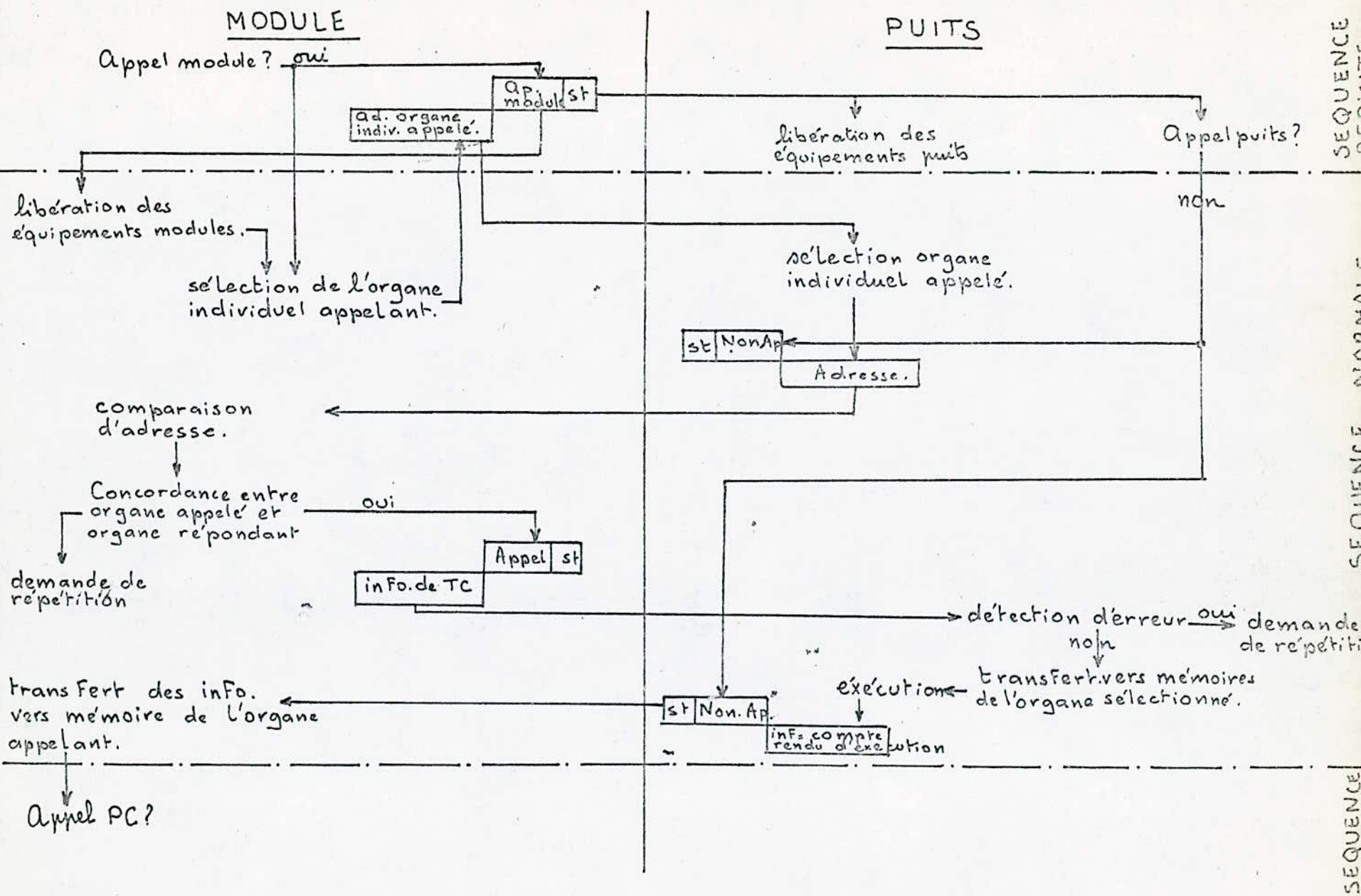
Quand l'opérateur juge nécessaire de faire une TC dans le puits d'adresse N, il envoie un message comprenant l'indicatif d'appel module qui va être reconnu par tous les puits et arrêter ainsi l'envoi des informations de télésurveillance. On peut alors commencer la transmission arythmique de l'ordre de commande. L'indicatif d'appel module est suivi de l'adresse de l'organe à télécommander (A) . Ceci déclenche la libération des équipements de transmission du puits .Il y aura sélection de l'organe individuel appelé et, l'adresse ,l'indicatif " non appel puits " et le start (B) seront émis vers le module. Dans le module on procédera à la comparaison d'adresse. En présence d'erreur, il y aura renouvellement du processus. S'il n'y a pas d'erreur, l'information de TC sera envoyée (C). Après exécution de l'ordre l'information est renvoyée au module pour indiquer que la TC a été exécutée.

3 - b / Télésignalisation de changement de position spontané. (Voir Fig. 6 b)

Si une TS de changement de position spontané se produit, elle ne pourra être connue que lorsque le puits où elle a lieu sera sélectionné . Le message (B) sera alors émis :

... / ...

fig Ga. ORDRE DE COMMANDE



St + Appel puits + adresse de l'organe individuel appelant.

La TS de changement de position spontanée dure tant qu'elle n'a pas été acquittée par le module.

Une TS de changement de position spontanée peut indiquer:

- dépassement de seuil pression haute (en tête de puits)
- dépassement de seuil pression basse (en tête de puits)
- dépassement de seuil pression ligne
- détection d'incendie
- détection d'intrusion .

3 - c / Télémesures et télésignalisations. (Transmission cyclique).
(Voir Fig. 6c)

Pour demander le cycle des informations d'un puits, le module envoie le message (A):

st + indicatif "non appel puits " + adresse puits.

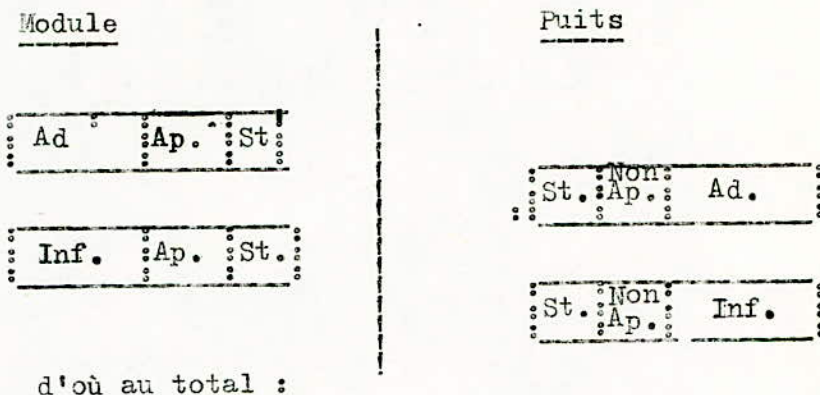
Au niveau du puits, à la réception de ce message, on a libération des équipements de transmission du puits et sélection automatique des organes individuels si aucun appel puits ne se manifeste. Le premier message d'information est alors transmis. Un deuxième suivra s'il n'y a eu ni appel puits, ni réception d'un message provenant du module et pouvant interrompre ce cycle .

La scrutation des puits les uns après les autres se fera automatiquement.

4 - Longueur des messages utilisés .

Nous avons vu, dans les organigrammes précédents, que la procédure de transmission de chacune des informations sus-nommées, demandait un certain nombre de messages .

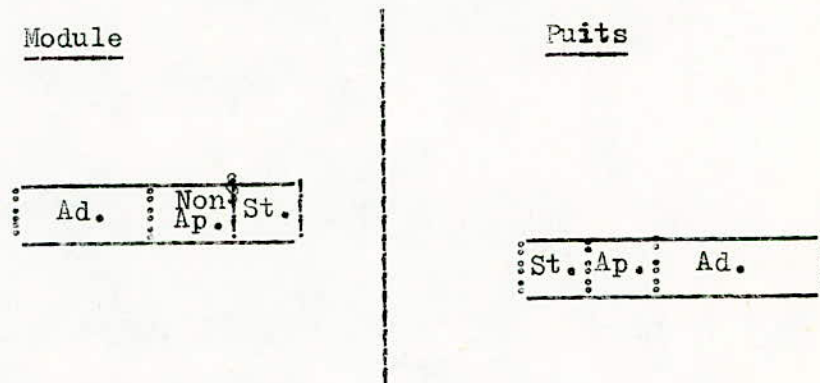
Télécommande :



d'où au total :

$$16 \times 4 = 64 \text{ bits /message de TC .}$$

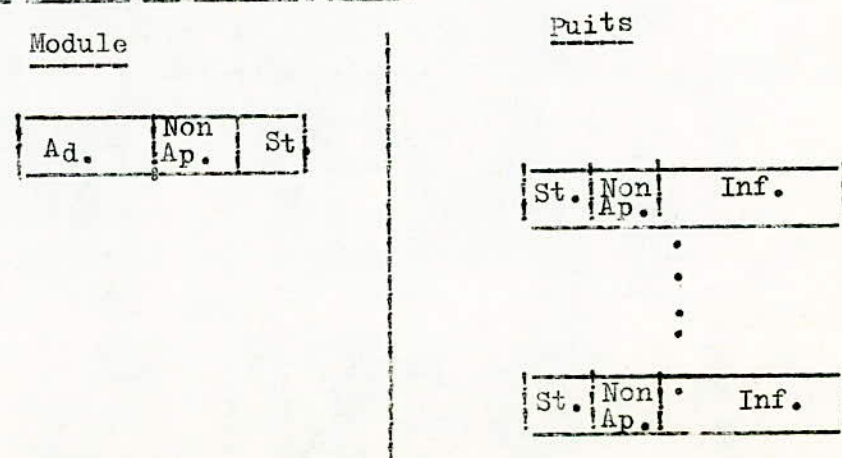
Télésignalisations de changement de position spontané



Soit :

$$(2 \times 16) = 32 \text{ Bits / TS de changement de position spontané .}$$

Télésignalisations et télémesures.



au total $16 \times 7 = 112$ bits d'information par puits .

5 - Structure des Equipements (Voir Fig. 7a).

L'informatique industrielle comprend l'acquisition, la transmission, le traitement et la sortie des données d'exploitation qui apparaissent dans les processus industriels et qui ne peuvent pas être modifiés arbitrairement. Ces opérations sont nécessaires pour la surveillance, la régulation, la conduite et l'optimisation du déroulement de l'exploitation, soit par un opérateur soit par des équipements informatiques. Différents équipements finalisés pour la surveillance, la commande, l'acquisition des données et la télécommande ont donné naissance à l'informatique industrielle.

Au milieu des années 60, ces équipements furent connectés à des calculateurs de processus, ce qui a permis d'accroître beaucoup la capacité des systèmes.

Le développement de la technologie moderne des semi-conducteurs, surtout des circuits hautement intégrés, a permis d'appliquer les idées fondamentales de la technique des calculateurs de processus également aux petits systèmes informatiques .

Après l'apparition des microprocesseurs, la tendance à utiliser des unités centrales de plus en plus grandes et par conséquent complexes , chères et disproportionnées à l'emploi a été brisée et les systèmes multiprocesseurs sont devenus intéressants, et ce, également du point de vue économique.

L'architecture intérieure de ces systèmes a, au cours de ces dernières années, été marquée par l'apparition d'une ligne d'information : bus (voir fig. 7b) . Le bus constitue l'épine dorsale des systèmes et permet le transfert des données entre les différentes unités fonctionnelles. Il réalise ainsi l'interface entre l'unité centrale et les organes périphériques.

Le bus est le plus souvent réalisé sous la forme d'un circuit imprimé. Il est divisé en quatre zones fonctionnelles. On distingue les conducteurs d'adresses, les conducteurs de données, les conducteurs de contrôle et les barres d'alimentation.

5 - a / Processus d'échanges de données par système-bus.
(Voir Fig. 7c).

Pour commencer l'unité centrale envoie l'adresse de l'organe périphérique qui doit être activé (signaux AD) et indique en même temps s'il s'agit d'une opération de lecture ou d'écriture (signal WR). Dans le cas d'une opération d'écriture, on envoie en même temps (D). Après le temps nécessaire à la stabilisation des signaux, l'unité centrale émet le signal de prise en compte (master sync. "MS"). A l'apparition d'un signal " MS " le module activé enregistre les données ou les émet selon l'état de WR . L'appareil périphérique donne ensuite quittance de l'échange d'informations avec le signal (stave sync. " SS ") . La réception de ce signal , l'unité centrale remet à 0 le signal " MS " . Enfin, le périphérique remet à 0 le signal " SS ". L'échange de données est alors terminé .

Ce mode d'échange des informations , dit asynchrone, présente plusieurs avantages :

- Il est possible de mélanger des organes lents et des organes rapides, sans précautions spéciales .

On travaille toujours avec la vitesse optimale de transfert des données.

Comme il doit toujours apparaître un signal " SS ", il est très facile de vérifier si l'organe périphérique l'on désire activer existe bien, et même s'il est en ordre de marche. Si après un temps déterminé, il n'est pas apparu de signal "SS" l'unité centrale libère une interruption interne et le contrôle

passé à un programme débutant à une adresse déterminée. En plus des signaux de commande " MS " et " SS " , le bus véhicule aussi d'autres signaux de contrôle. Le plus important est le signal d'horloge qui sert à définir un rythme précis des modules de transmission .

Par l'intermédiaire du bus, on amène également à chaque emplacement dans l'étage, les alimentations .

On utilise des unités centrales travaillant avec des programmes simples de gestion des informations et de transmission. On trouvera en plus, des programmes de traitement des valeurs de mesure (surveillance de seuils par exemple) et de contrôle de processus. Les programmes sont enregistrés dans des " ROM "(mémoires mortes), de sorte que leur conservation soit assurée même en cas de disparition de la tension d'alimentation ou d'influences perturbatrices extérieures exceptionnellement puissantes.

C'est l'unité centrale qui prend toutes les décisions. On peut, par conséquent, limiter le système périphérique à l'adaptation selon les nécessités des signaux qui arrivent du processus ou de ceux qui sont envoyés à celui-ci .

C'est ainsi par exemple, qu'en cas d'émission d'une alarme, c'est l'unité centrale qui décidera quand il faut enclencher le signal sonore et la lumière clignotante, la tâche de l'organe périphérique se limitant à établir la liaison entre la lampe et la barre du clignoteur. L'échange de données est piloté par l'unité centrale et s'effectue entre un organe périphérique et l'unité centrale. Les interfaces et les procédures d'échanges de données sont normalisés .

Les organes périphériques rattachés au bus comprennent des unités fonctionnelles complètes telles, par exemple, qu'un convertisseur A/D avec le multiplexeur correspondant .

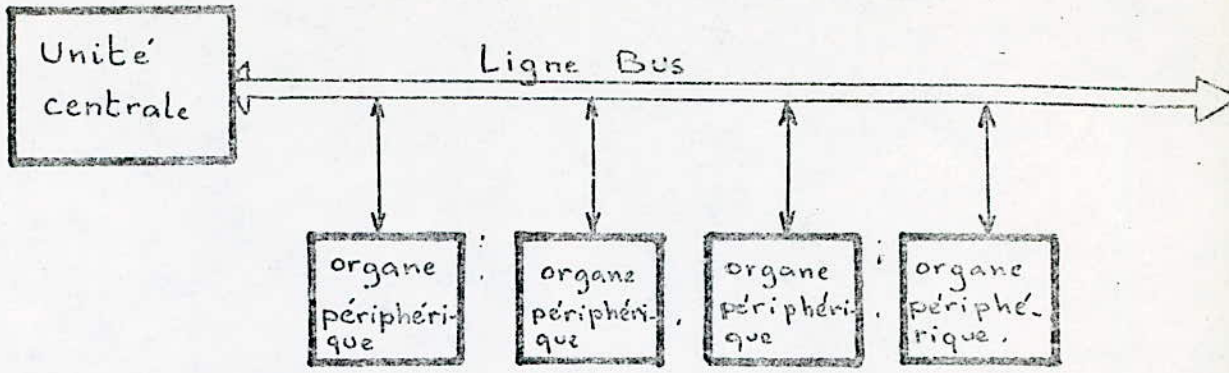


fig. 7a/. Structure des équipements

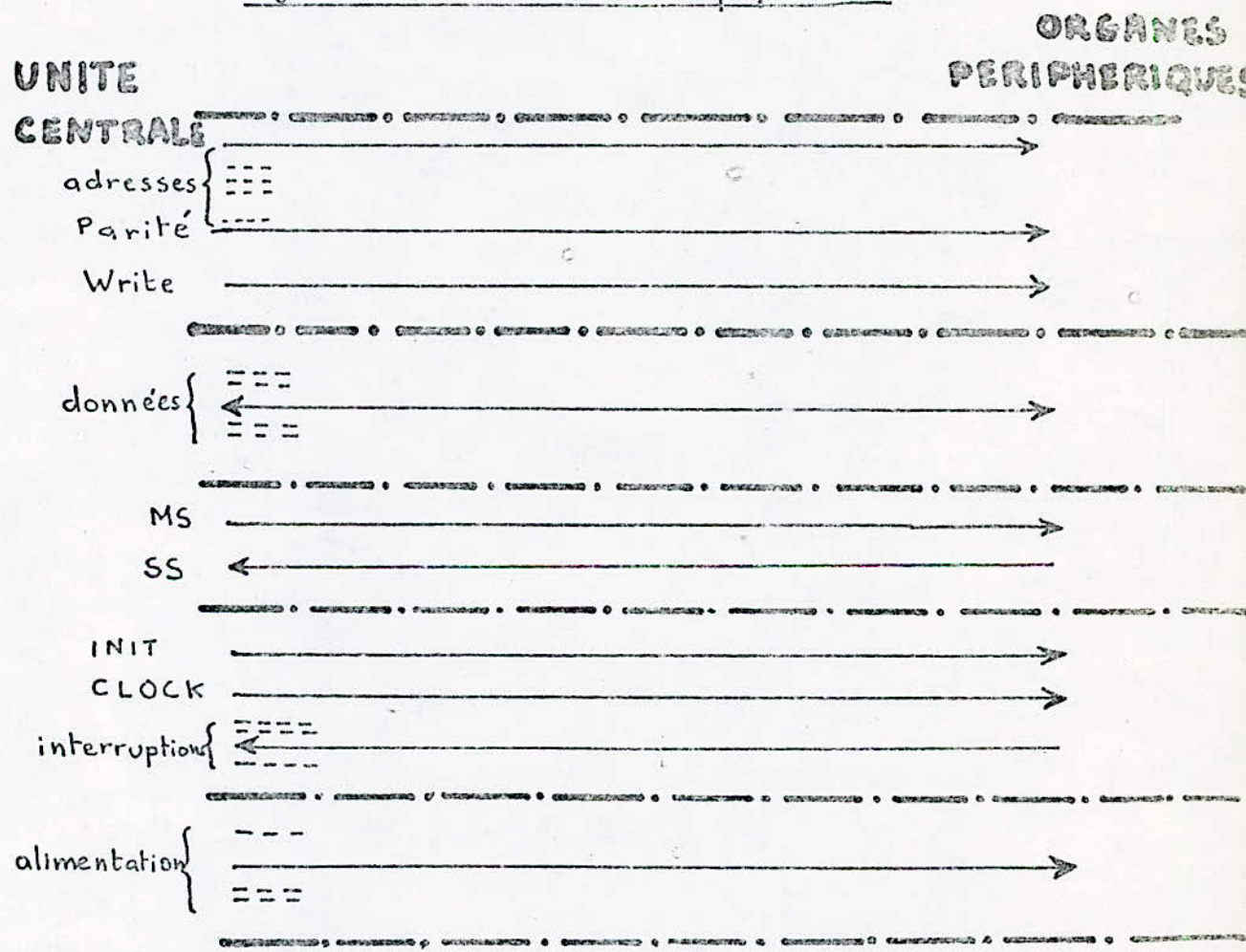
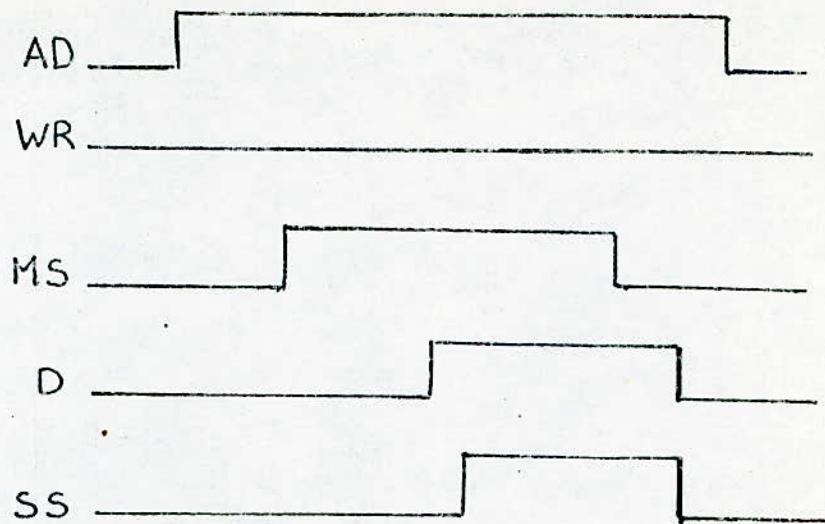
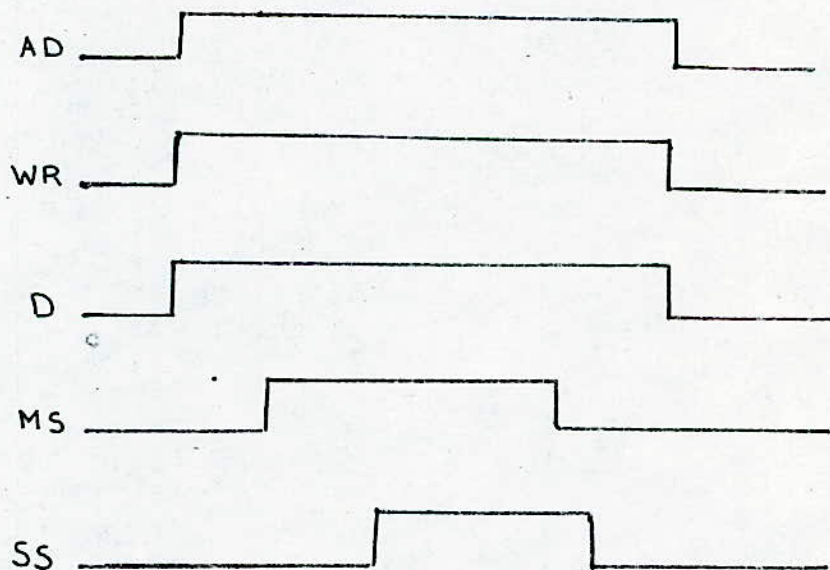


fig. 7b/. Structure de La Ligne Bus.



Procédure de lecture



Procédé d'écriture.

Fig. 7c/. Transfert des données sur la ligne Bus.

5 -b / Au niveau du puits: (Fig.7d)

On trouve un certain nombre de blocs rattachés à la ligne " bus " .

-l'unité centrale puits (UCP) qui réalise les fonctions suivantes :

- + Génération de temps
- + Synchronisation
- + Contrôle de transmission
- + Génération de bit de contrôle
- + Sélection des blocs spécifiques
- + Conversion // - série et série - //
- + Codage en ligne des informations

-des blocs spécifiques

- + Blocs télémètres (reliés à un convertisseur analogique - numérique unique)
- + Blocs télésignalisations
- + Blocs télécommande (régis par l'unité centrale de télécommande ainsi que par l'UCP)

La ligne " bus assure le transfert des données entre l'UCP chargée de la gestion de l'ensemble du système et les blocs périphériques .

D'autre part, on peut trouver après l'UCP, un modem chargé de réaliser l'adaptation : la modulation et la démodulation des informations dans le cas où la ligne de transmission est incapable de transmettre en " Bande de Base " la quantité d'informations que l'on désire, ou encore dans le cas où l'on veut faire un multiplexage en fréquence ...

L'alimentation nécessaire au fonctionnement des équipements du puits est fournie grâce à un câble provenant du module .

Le convertisseur analogique numérique est unique pour tout le puits. Il a pour rôle de transformer les signaux analogiques en signaux binaires. Son entrée est commutée sur l'information adressée .

Les émetteurs télémètres analogiques réalisent l'adaptation entre les sorties des capteurs et le convertisseur analogique numérique .

Les émetteurs télésignalisations constituent un circuit d'entrée pour les groupes de TS .

Les récepteurs de télécommande sont les circuits de sortie pour les groupes TC. Ils sont régis par le bloc UC .

Principe de fonctionnement :

Lorsqu'un message d'interrogation est envoyé du module à tous les puits qui lui sont rattachés, chaque UCP vérifie si le message lui est bien adressé . Dans l'affirmative, le décodeur d'appel procédera à l'identification de l'indicatif, et selon le cas, l'UCP se chargera de mettre en service, soit le bloc de télécommande s'il s'agit d'un ordre, soit les blocs de télésurveillance commutés les uns après les autres s'il s'agit d'un cycle .

5 -c / Au niveau du module .

L'équipement est constitué des unités suivantes :

- Modem dans le cas où la transmission en " Bande de Base " ne convient pas .
- Unité centrale
- L'alimentation

Des blocs périphériques sont rattachés à la ligne " Bus "

- Convertisseur numérique analogique (CNA) commun pour toutes les TM
- Récepteurs télémètres analogiques
- Récepteurs groupes télésignalisations
- Récepteurs groupes télécommandes

La tâche des unités centrales dans le système consiste à déclencher, à diriger et à surveiller l'ensemble des opérations à l'intérieur du système .

Les principales de ces tâches sont :

- La commande des périphériques de calculateurs tels que les imprimantes, les consoles de visualisation etc...

- La commande de la transmission des informations en téléaction.
- L'établissement des relations logiques entre les informations de téléaction.
- La surveillance des alarmes .
- Les sorties d'informations sur :
 - + tableaux synoptiques
 - + console de visualisation
 - + imprimante et enregistreur
- Tâches supplémentaires dépendant des applications telles que calculs de débit , commandes et réglages etc ...

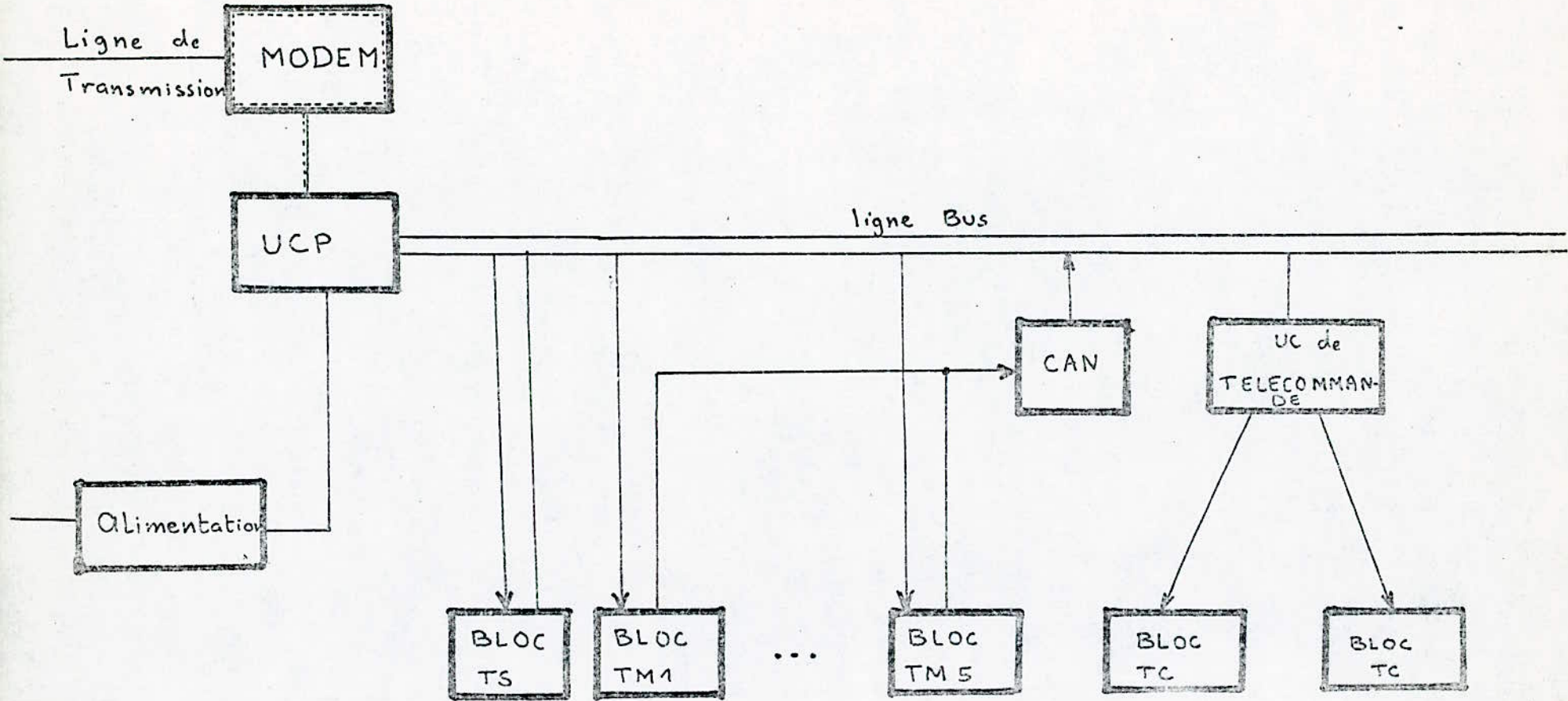


Fig 7d / Structure d'un puits.

CHAPITRE III

Ch. III - ACQUISITION ET TRAITEMENT DES DONNÉES .

A-/ Acquisition des données.

La conduite automatique d'un processus industriel nécessite de connaître et de rassembler en un même lieu et dans un délai extrêmement court un nombre d'informations important.

1) Nature des informations élaborées par les capteurs de mesure .

Les informations recueillies sont de différentes sortes :

- des signalisations recueillies sur des boucles de relais
- des mesures recueillies de façon numérique, analogique sur une boucle de courant d'un capteur (0-5 mA - 0-10mA - 10-50 mA)

Les informations à traiter sont converties en signaux électriques par des capteurs. Elles peuvent être:

- soit analogiques: tension continue de niveau variable, tension alternative d'amplitude ou de fréquence variable etc ... , auquel cas leur traitement dans un calculateur numérique implique leur conversion préalable dans un convertisseur analogique-numérique .
- soit numériques : c'est le cas des télésignalisations en " tout ou rien " recueillies à partir de la position du contact d'un relais. Dans ce cas, cette information ne passe pas par le convertisseur A/D .

2) Constitution d'une chaîne de mesure analogique

Les informations, émises par un capteur de mesure au niveau du puits, se présentent généralement sous la forme d'une tension ou d'un courant proportionnel à la grandeur mesurée.

Les récepteurs utilisables, installés dans le module, peuvent se présenter sous une grande variété de formes :

- Indicateur simple à aiguille (voltmètre ou milli-ampéremètre de tableau)
- Enregistreur
- Calculateur

3) Exemples de capteurs à sortie analogique. (Fig. 8a)

3 - I mesure d'une température par thermocouple.

La température T à mesurer est transformée, dans ce cas, en une tension continue variable, toujours très faible, au moyen d'un thermocouple .

Cette tension est amplifiée et comparée à une tension de référence E_0 qui correspond à la valeur de la température critique (110°C) . Suivant qu'il y a dépassement du seuil ou pas , on enverra un niveau logique 0 ou 1 .

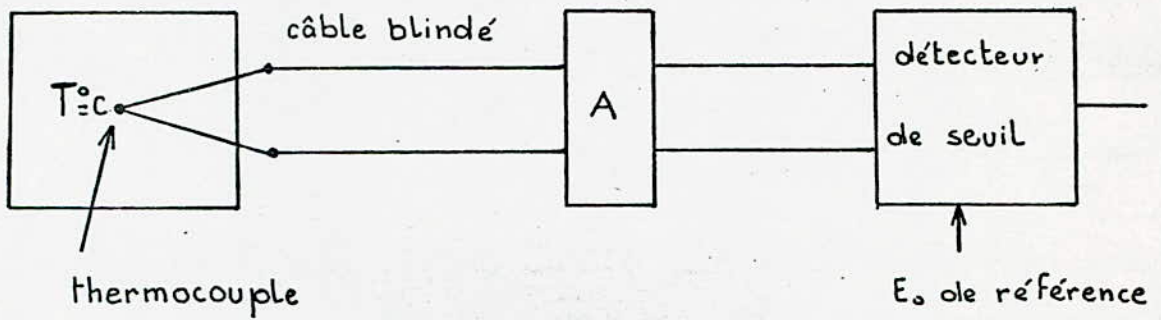
Lorsque les signaux analogiques issus du capteur doivent être transformés en courants variables, il est nécessaire d'inclure dans la chaîne de mesure un amplificateur de puissance. La tension du thermocouple est amplifiée par l'amplificateur A qui délivre un courant d'intensité comprise entre 4 et 20 mA (échelle normalisée) .

3-2 mesure pneumatique des pressions. (Fig. 8b)

Un impératif doit être respecté :

- Sécurité : on ne peut convertir les mesures de pression en tensions analogiques directement sur la tête du puits. On prévoit des canalisations pneumatiques où circule l'air appelé gaz vecteur pour acheminer la mesure de pression au bâti où elle sera convertie .

La pression mesurée est introduite dans une capsule manométrique . La déformation qui en résulte agit indirectement par un système de leviers sur un système buse - palette (convertisseur $P/\Delta P$) qui joue le rôle d'amplificateur pneumatique. La pression de sortie se situe dans une plage de 3 à 75 PSI (pound/square inch) .



A : Amplificateur

Fig 8a: Mesure d'une température par thermocouple

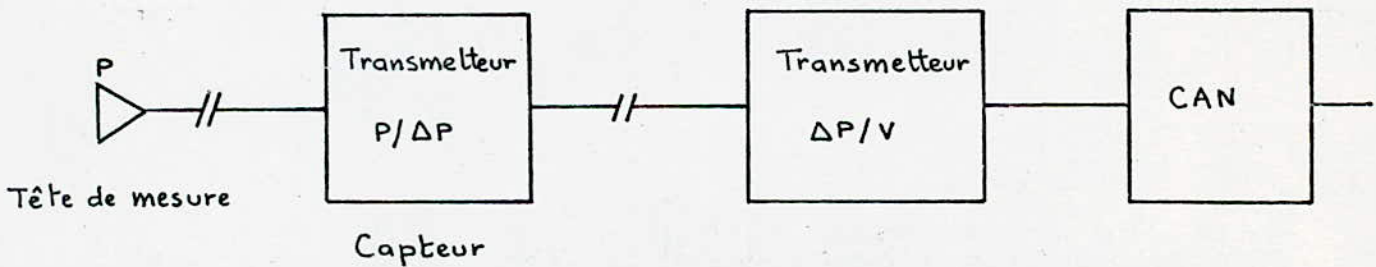


Fig 8b: Mesure pneumatique des pressions.

Ce système peut être réglé de façon que l'on ait:

- 3 PSI pour une pression mesurée de 0 Bar
- 75 PSI pour la pression maximale mesurable par le capteur.

L'information, sous forme de gaz vecteur est acheminée vers le bâti où elle est convertie en un signal électrique par un transmetteur potentiométrique ($\Delta P/V$) qui fonctionne de la manière suivante :

- l'air modulé 3-75 PSI est introduit dans un soufflet métallique dont la déformation, amplifiée, agit sur un potentiomètre linéaire dont les 2 points extrêmes sont reliés à une alimentation étalon .

Ce transmetteur peut être réglé de façon qu'il fournisse :

- pour une pression d'air modulé de 3 PSI une tension minimale
- pour une pression d'air modulé de 75 PSI une tension maximale .

De plus, d'après la technologie des transmetteurs, la réponse en tension doit être linéaire. Cette tension est appliquée directement au convertisseur A/D .

3-3 Capteurs de mesure à transformateur différentiel:

(Voir Fig. 9)

Certains constructeurs ont développé des capteurs de mesure industriels à transformateur différentiel incorporé 50 ou 60 Hz .

Ces capteurs sont caractérisés par les points suivants :

- capteurs " secs " en acier inoxydable
- robustesse et simplicité de construction
- temps de réponse très réduits
- grande précision

L'organe sensible de ces capteurs - membrane, capsule entraîne, sous l'action de la pression, le noyau

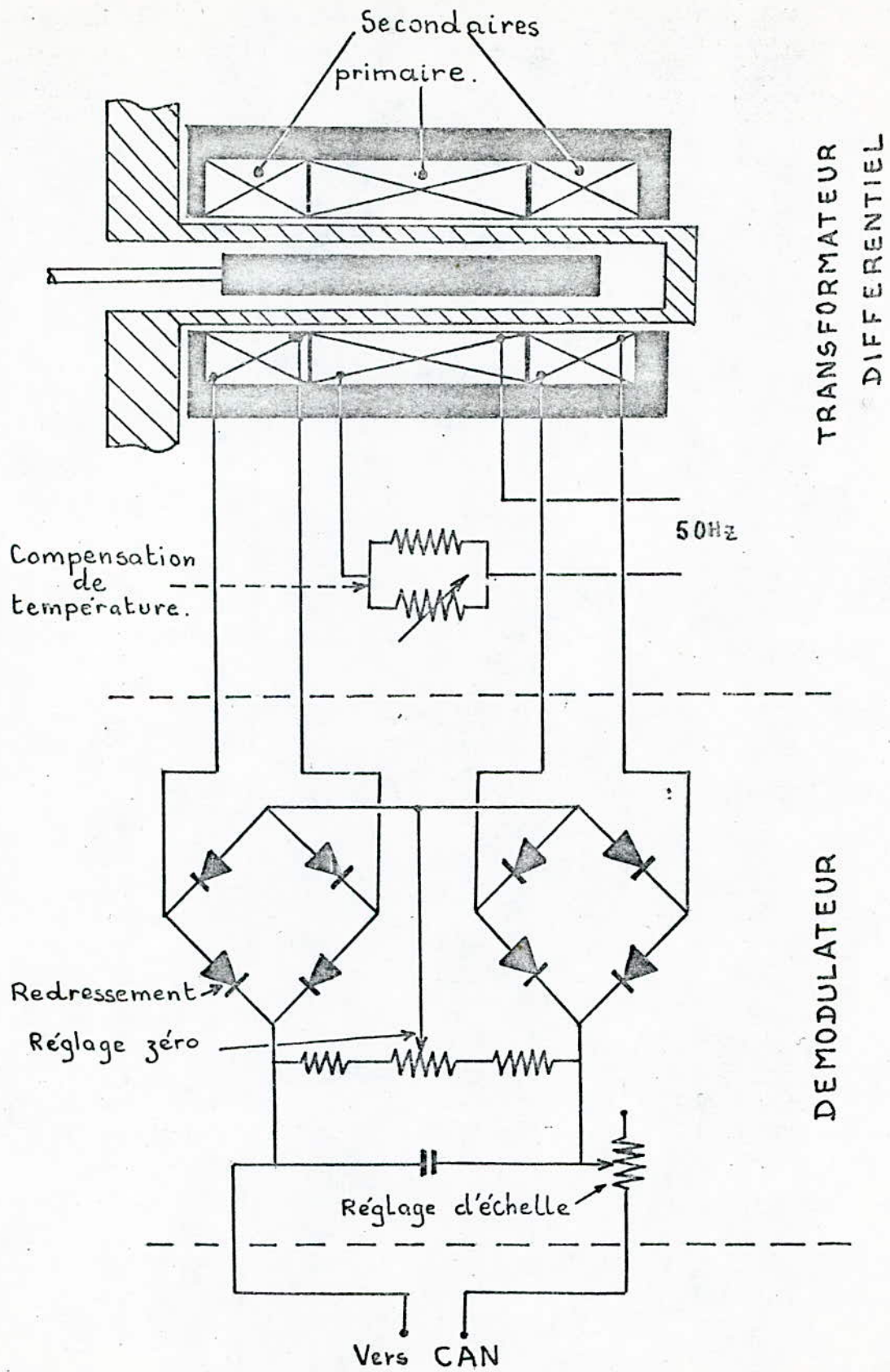


Figure 9 : Capteur à transformateur différentiel

mobile d'un transformateur différentiel. Celui ci est constitué de 3 bobinages : 1 primaire alimenté en courant alternatif à 50 Hz et 2 secondaires. Les tensions alternatives induites dans les secondaires, dont l'amplitude dépend de la position du noyau mobile , sont redressées et mises en opposition dans un démodulateur. La différence de ces tensions est proportionnelle au déplacement du noyau dans les limites d'utilisation du transformateur différentiel. Elle dépend également, dans une certaine mesure, de la fréquence et de la tension d'alimentation du primaire .

Le démodulateur comporte 2 ponts de diodes au silicium, un potentiomètre de réglage du zéro du capteur et un rhéostat de réglage d'échelle .

La mesure à la sortie du démodulateur se présente sous la forme d'une tension continue proportionnelle à la grandeur mesurée .

B) Emission par codage d'impulsions .

La transmission MIC (modulation d'impulsions codées) repose sur les principes suivants :

- l'échantillonnage, qui consiste à remplacer un signal analogique par un train d'impulsions brèves régulièrement espacées dans le temps et modulées en amplitude; les voies analogiques sont échantillonnées successivement et les impulsions sont juxtaposées afin de constituer un multiplexage temporel.

- la quantification, qui consiste à mesurer l'amplitude des impulsions en remplaçant la mesure exacte par la valeur entière la plus voisine; l'erreur ainsi introduite conduit à un bruit dit de quantification dont l'effet peut être compensé par l'opération de compression: pour les niveaux faibles les quanta sont petits, et pour les niveaux élevés les quanta sont grands ; on améliore ainsi le rapport signal / bruit .

. Le codage ; qui consiste à exprimer chacun des niveaux de quantification par un nombre binaire aisément traduisible en signaux électriques .

I - L'ECHANTILLONNAGE

La transmission analogique d'un signal, c'est à dire d'une fonction $m(t)$ du temps, se fait en produisant une tension électrique $v(t)$, variant en fonction des variations de $m(t)$, qui est transmise sur un support quelconque ; à l'autre extrémité de la ligne de transmission on recueillera un signal $m_i(t)$ que l'on essaiera, en améliorant le canal de transmission, de rendre aussi proche de $m(t)$ que possible. La modulation d'amplitude ou de fréquence appartient à ce type.

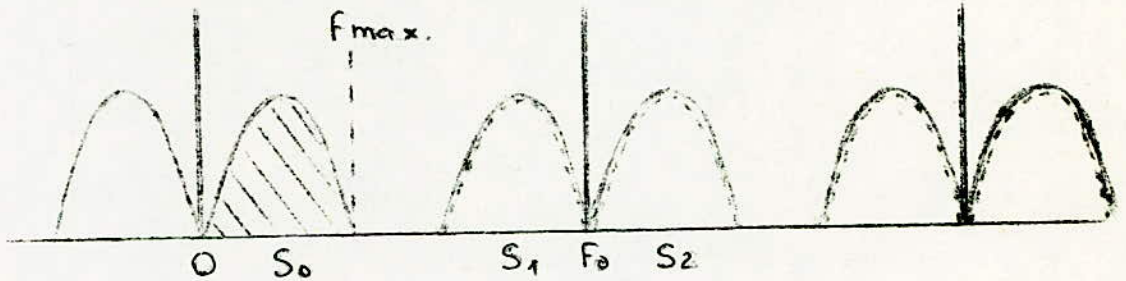
Dans les procédés sus-nommés, la valeur du signal est transmise à tout instant t . L'idée fondamentale de la transmission dite numérique consiste au contraire à ne transmettre que les valeurs du signal à un certain nombre d'instants t_i , répartis de manière discrète. Bien entendu, ces valeurs $m(t_i)$ appelées échantillons, doivent être assez nombreuses pour qu'à la réception le signal soit fidèlement reconstitué. Les conditions à remplir sont contenues dans le théorème de Shannon.

Théorème de Shannon

Si un signal $m(t)$ a son spectre limité dans une bande de fréquence, il est possible de reconstituer ce signal à partir de ses valeurs aux instants $t_0 + \frac{n}{f_0}$, t_0 étant un instant origine arbitraire et f_0 , f_0 appelé fréquence d'échantillonnage, devant être supérieur à 2 fois la fréquence maximale du spectre .

Interprétation :

Le signal échantillonné n'est autre qu'un train d'impulsions à la fréquence f_0 , modulé en amplitude par le signal $m(t)$. Son spectre est représenté ci-dessous



Ce spectre se compose du spectre de $m(t)$ répété autour de tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. La reconstitution est possible si par filtrage il est possible d'extraire le spectre de m et donc m . Il ne faut pas que le spectre de m hachuré recoupe S_1 . Il en résulte qu'il faut que f_0 supérieur $2 f_{max}$.

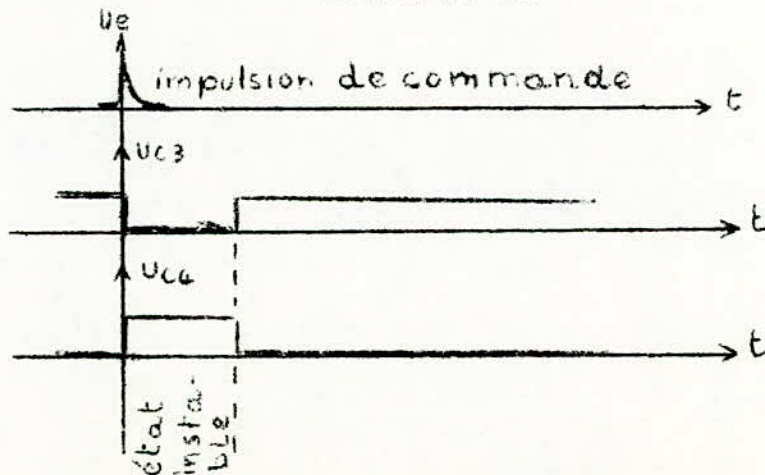
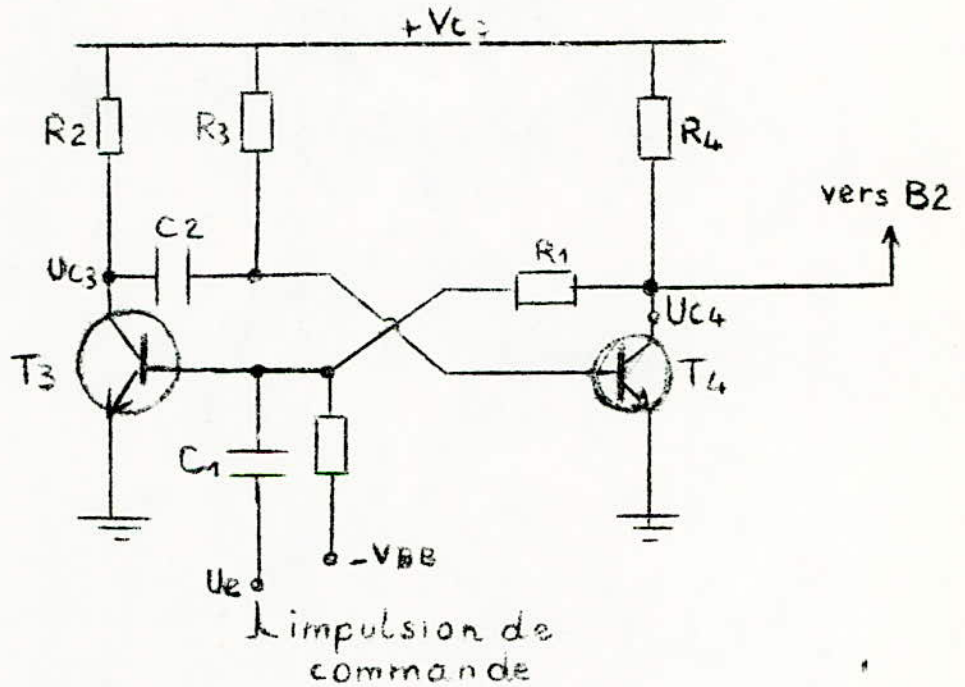
Le message $m(t)$ peut être exprimé en fonction de ses échantillons par la relation :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m\left(\frac{k}{2w}\right) \frac{\sin 2\pi w(t - k/2w)}{2\pi w(t - k/2w)}$$

où w est la plus haute fréquence du spectre du message.

B'2 (lorsque T'2 se bloque , sa tension de collecteur passe à $-V_a$; cette tension est appliquée aussi à la base de T'1) .

Il est intéressant de faire en sorte que la tension appliquée en B2 soit fournie par un monostable . En y appliquant une impulsion positive de commande, on obtient à la sortie de ce monostable une tension positive de durée déterminée qui sera appliquée en B2. Une simple impulsion de commande appliquée au monostable suffira donc à fermer l'interrupteur analogique pendant la durée désirée. Nous proposons le monostable suivant:



Dans ce monostable l'état stable est T3 bloqué et T4 conducteur. Quand l'impulsion positive de commande arrive sur la base de T3, ce dernier se met à conduire et le condensateur C2 chargé à $-V_{cc}$ se décharge à travers R3. La durée de décharge de C2 est déterminée par la constante de temps $C2 \cdot R3$. Le transistor T4 est bloqué pendant l'intervalle de décharge de C2. Le potentiel de collecteur de T4 est égal à $+V_{cc}$ qui fait ainsi conduire T3. Cet état est instable et dure jusqu'à ce que le potentiel de la base de T2 dépasse la valeur 0. Dans la suite, on appellera porte d'échantillonnage l'ensemble constitué par l'échantillonneur lui-même et par le monostable.

2 - Quantification .

On pourrait imaginer de transmettre les impulsions modulées en amplitude obtenues par échantillonnage telles quelles sur le support. Cette méthode n'est que peu utilisée; on procède en réalité de la manière suivante : la valeur de la tension associée à chaque impulsion est traduite par un nombre et c'est ce dernier qui est transmis .

En utilisant la base 2, on écrira ce nombre :
 $x_n \cdot 2^n + x_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + x_1 \cdot 2^1 + x_0$.

où chaque $x_i = 0$ ou 1 .

On transmettra alors la suite (x_n , x_{n-1} , ..., x_1 , x_0) qui traduit la valeur de la tension associée à l'échantillon.

Le problème consiste à choisir les 2 signaux représentant les chiffres 0 et 1. En général, on associe un niveau de tension nul pour représenter le 0 et un niveau de tension positive pour représenter le 1 .

2-I Quantification uniforme :

Le fait de transmettre non $m(t)$ lui même, mais une approximation de ce message, crée à la réception un bruit dit de quantification .

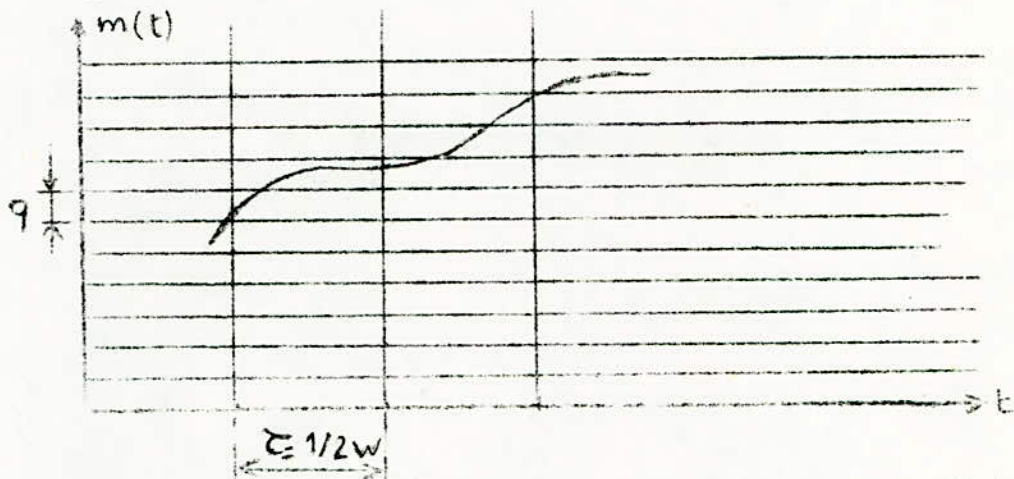
Nous savons que $m(t)$ s'écrit en fonction de ses échantillons :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m\left(\frac{k}{2w}\right) \frac{\sin 2\pi w(t - k/2w)}{2\pi w(t - k/2w)}$$

où w est la plus haute fréquence du spectre du message pour être transmis, le message $m(t)$ est remplacé par le message $m_q(t) =$

$$m_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m_q\left(\frac{k}{2w}\right) \frac{\sin 2\pi w(t - k/2w)}{2\pi w(t - k/2w)}$$

La relation existant entre $m_q(k/2w)$ et $m(k/2w)$ est:
 $m_q(k/2w) = m(k/2w) + \theta_k \cdot q$
 où θ_k peut prendre toutes les valeurs entre $-\frac{1}{2}$ et $+\frac{1}{2}$



On peut écrire $m_q(t) = \sum_k [m(k/2w) + \theta_k q] \frac{\sin 2\pi w(t - k/2w)}{2\pi w(t - k/2w)}$

si on pose $s_k(t) = \frac{\sin 2\pi w(t - k/2w)}{2\pi w(t - k/2w)}$

d'où $m_q(t) = m(t) + q \sum_k \theta_k \cdot s_k(t)$ d'où l'erreur

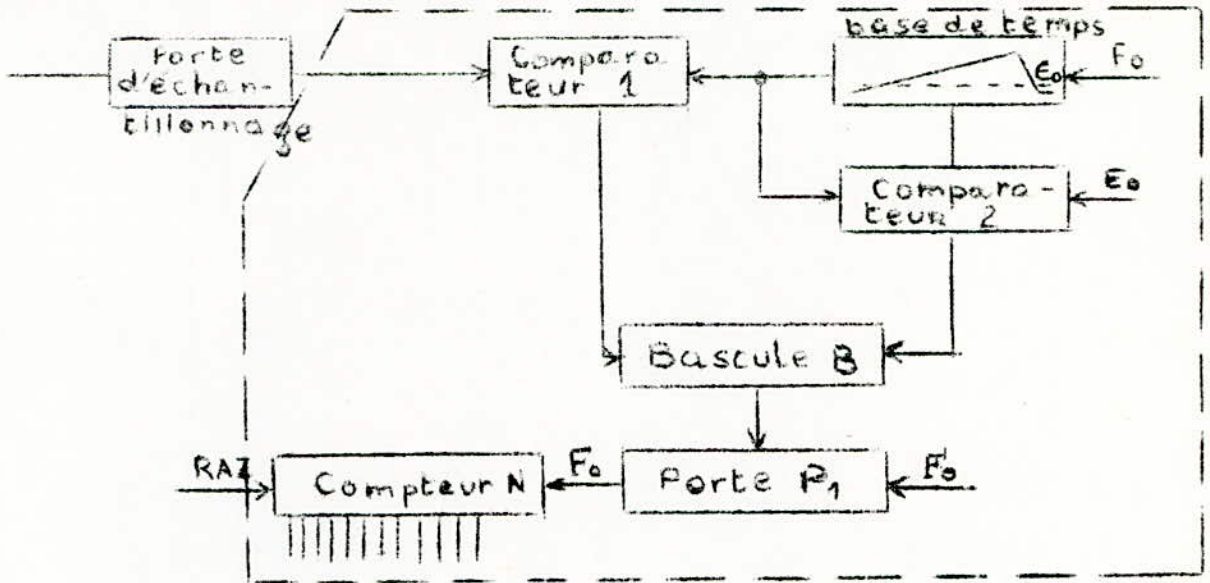
de quantification .

$$e(t) = q \sum_k \theta_k \cdot s_k(t).$$

$$m_q(t) = m(t) + e(t)$$

2-2 / Réalisation de la quantification uniforme.

Pour reconnaître le niveau de l'échantillon, on utilise un convertisseur analogique - numérique .



Convertisseur analogique - numérique

Le schéma ci-dessus permet la conversion analogique-numérique d'une seule voie analogique .

La base de temps linéaire est déclenchée à la fréquence f_0 d'échantillonnage . A l'instant où la rampe passe par la valeur de la tension de référence E_0 , le comparateur 2 émet une impulsion qui fait basculer le bistable B dans la position start qui commande l'ouverture de la porte P_1 . Des impulsions de fréquence

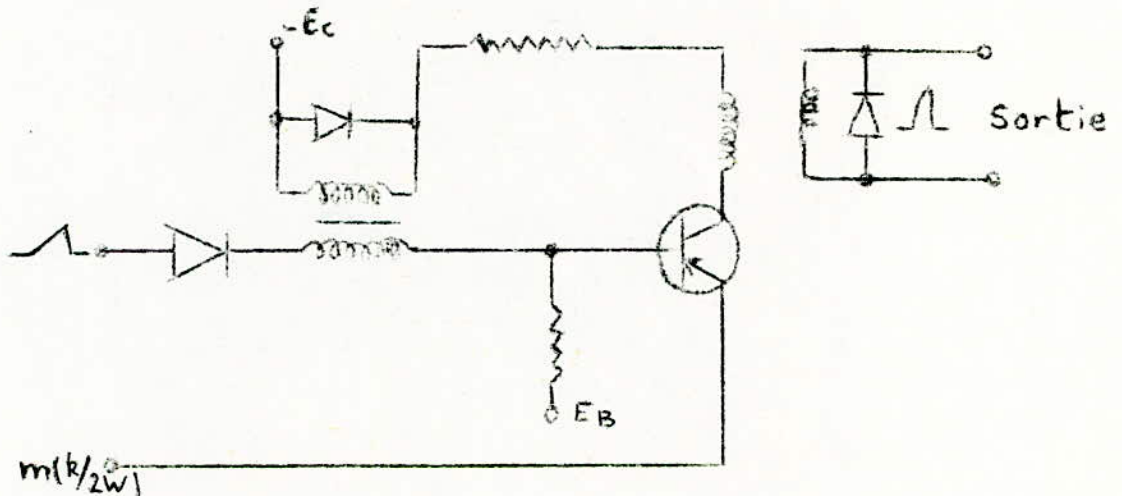
$$f_0 = \frac{N}{\theta_m}$$

où θ_m : temps maximum alloué au codage correspondant à la valeur de crête du message et N = nombre de niveaux de quantification correspondant à la valeur de crête du message, sont alors appliquées à l'entrée du compteur binaire N , et sont comptées tant que la porte P_1 reste

ouverte . Au moment où la rampe de tension atteint la valeur $m(k/2w)$, le comparateur I émet une impulsion qui ferme la porte P_1 . L'intervalle de temps entre l'instant où commence la comparaison et celui où elle est terminée est proportionnel à $m(k/2w)$.

Le nombre d'impulsions comptées par le compteur N donne cette valeur . A chaque valeur de $m(k/2w)$, le compteur enregistre un nombre binaire égal au nombre de quanta correspondant à $m(k/2w)$.

Schéma de principe d'un comparateur .



FONCTIONNEMENT : Le transistor est un P N P .

Tant que la tension de la rampe reste inférieure à la tension de l'échantillon qui est appliquée à l'émetteur du transistor, ce dernier est conducteur . Quand la tension de la rampe devient égale à celle de l'échantillon, le transistor se bloque . La tension de collecteur passe brusquement à $-E_c$. Cette variation brusque de la tension de collecteur servira à créer une impulsion dans le circuit de sortie .

3 - Multiplexage dans le temps .

Il permet de réaliser plusieurs voies de communication dans un même milieu .

On rappelle que chaque puits doit envoyer 5 télémesures et un message groupant les télésignalisations. Dans le multiplexage à partage du temps, chaque suite de bits est convertie en un message à grande vitesse. Cette vitesse doit être assez grande pour l'envoi de tous les bits d'une voie avant que les bits des voies suivantes n'arrivent.

3-1 / Multiplexage .

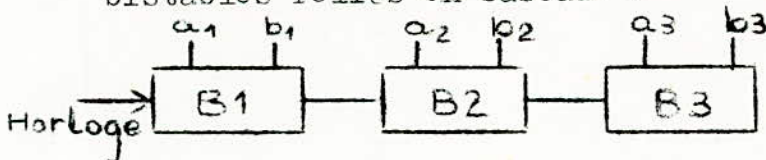
Les signaux modulés des différentes voies doivent remplir certaines conditions permettant de les séparer après leur transmission par le milieu commun . 2 ou plusieurs signaux peuvent être séparés s'ils sont 2 à 2 orthogonaux, c'est à dire si :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t) \cdot s_j(t) \cdot dt = \begin{cases} c & \text{pour } k=j \\ 0 & \text{pour } k \neq j \end{cases}$$

Dans les systèmes à multiplexage dans le temps, le signal d'une voie ne peut différer de 0 que pendant les intervalles de temps qui lui sont affectés; par conséquent la condition d'orthogonalité est satisfaite .

3-2 / Réalisation du multiplexage temporel . (Voir Fig. II)

Chaque porte d'échantillonnage est sélectionnée l'une après l'autre grâce au compteuse constitué de 3 bistables reliés en cascade .



Chaque bistable ne change d'état que lorsqu'une impulsion positive y est appliquée. Nous pouvons représenter les différents états des bistables.

impulsion	a1	b1	a2	b2	a3	b3
	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1
3	1	0	1	0	0	1
4	0	1	0	1	1	0
5	1	0	0	1	1	0
6	0	1	1	0	1	0
7: RAZ	0	1	0	1	0	1

À la 7^e impulsion, on a la remise à zéro du compteur. À chaque impulsion d'horloge de fréquence f on sélectionne une voie : une impulsion est alors envoyée vers la porte d'échantillonnage choisie. Après que la 5^e voie ait été sélectionnée on applique 12 TS à la fois au convertisseur // - série. Pour quantifier les échantillons, on applique au CAN des impulsions de fréquence $F_0 = \frac{N}{\theta_m}$ où N = nombre maximum de quanta et θ_m = temps maximum alloué au codage.

Le compteur du CAN est remis à zéro à la fréquence f .

À l'entrée du convertisseur // - série les 16 bits sont en parallèle. On les transmettra bit après bit grâce au convertisseur // - série commandé par un compteur où sont appliquées des impulsions d'horloge de fréquence $16 f$.

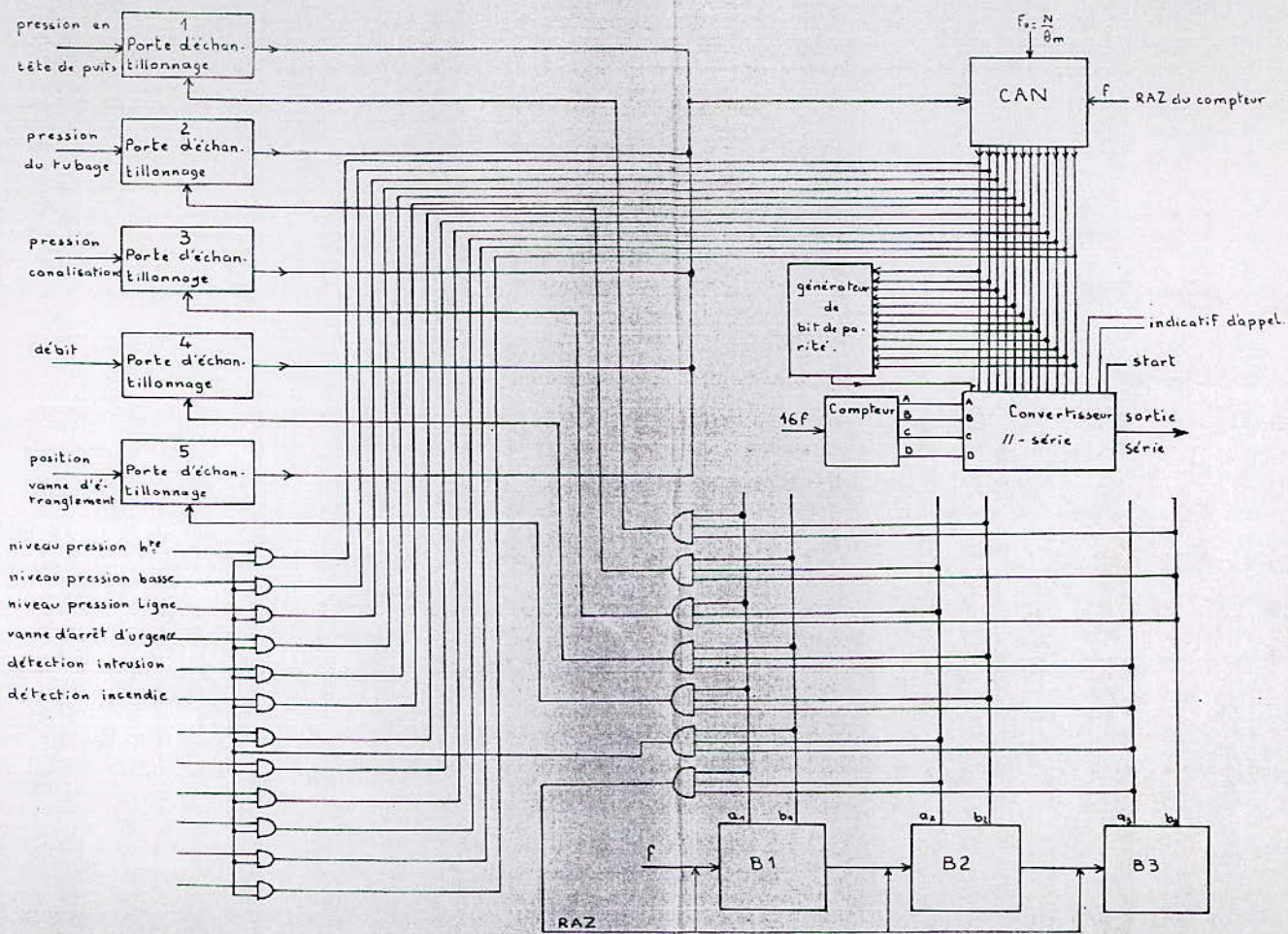


Fig 11 : SYSTEME DE MULTIPLEXAGE TEMPOREL

3-3 / Convertisseur // - série .

Pour pouvoir être transmis en ligne, les bits arrivant en parallèle sur le convertisseur // - série doivent être transmis en série l'un après l'autre au rythme défini par une horloge . Pour cela nous pouvons utiliser des circuits intégrés digitaux développés par TEXAS INSTRUMENTS . L'un d'eux , le SN 74150 possède 16 entrées de multiplexage, plus une entrée d'interrogation et 4 entrées de sélection et une seule sortie. Le boîtier " dual in line " comporte 24 connexions .

Le schéma logique de principe est donné Figure: I2 chaque opérateur " ET " possède 6 entrées :

- une entrée STROBE (interrogation)
- 4 entrées de sélection binaires (ABCD)
- une entrée pour une donnée E_i

On peut écrire l'expression de la sortie :

$$W = \text{strobe} [E_0 \cdot \bar{A} \bar{B} \bar{C} \bar{D} + E_1 \cdot A \bar{B} \bar{C} \bar{D} + \dots + E_{15} \cdot \bar{A} B C D + E_{15} \cdot A B C D]$$

Il suffira de placer à la sortie un inverseur pour obtenir :

$$X = \text{strobe} [E_0 \cdot \bar{A} \bar{B} \bar{C} \bar{D} + \dots + E_{15} \cdot A B C D]$$

SELECTION DES BITS : (Voir Fig. I3)

Pour sélectionner l'un après l'autre les bits arrivant sur les entrées $E_0 \dots E_{15}$, il faut un compteur. Le compteur 4 bits SN 7493 viendra adresser successivement les 16 entrées du multiplexeur. Si on fait une transmission à 1200 bauds et qu'on utilise un code avec retour à zéro, la durée d'un bit sera $2/1200 = 1,666$ ms. Le compteur sera commandé par une horloge de fréquence 600 Hz .

STROBE
(interrogation)

ENTREES DES DONNEES

SELECTION DE
DONNEE BINAIRE.

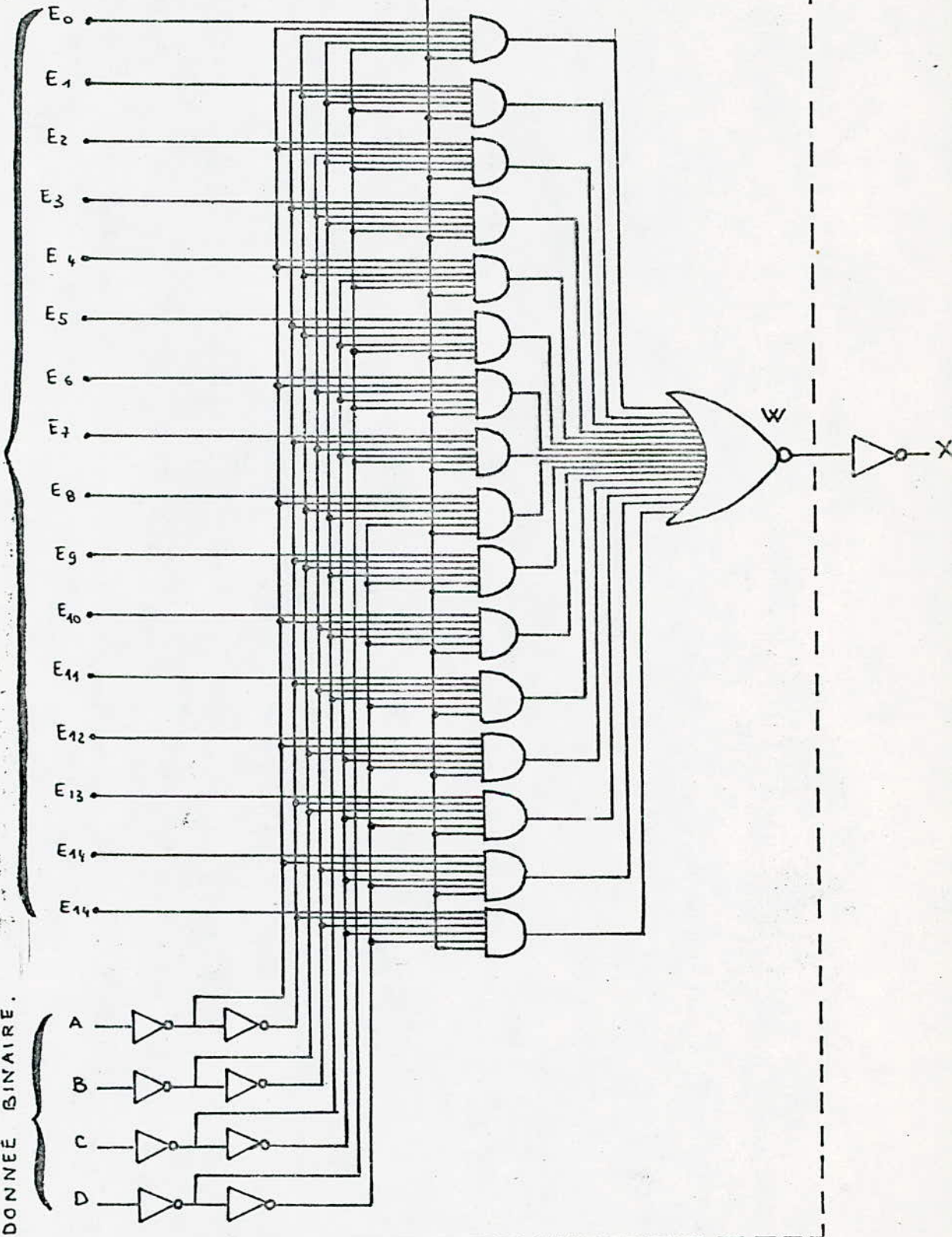


Figure: 12 MULTIPLEXEUR 16 BITS SN 74150

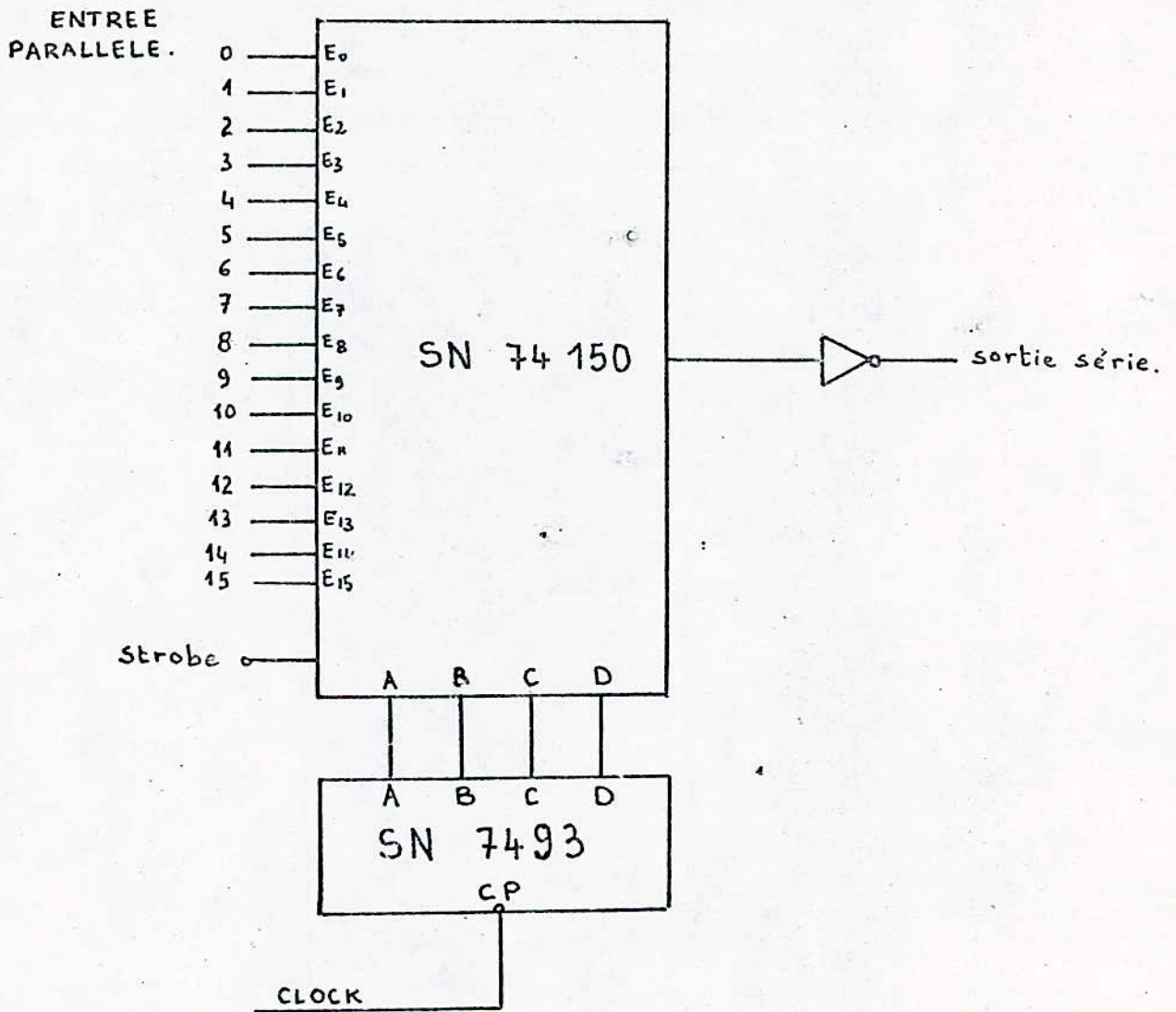


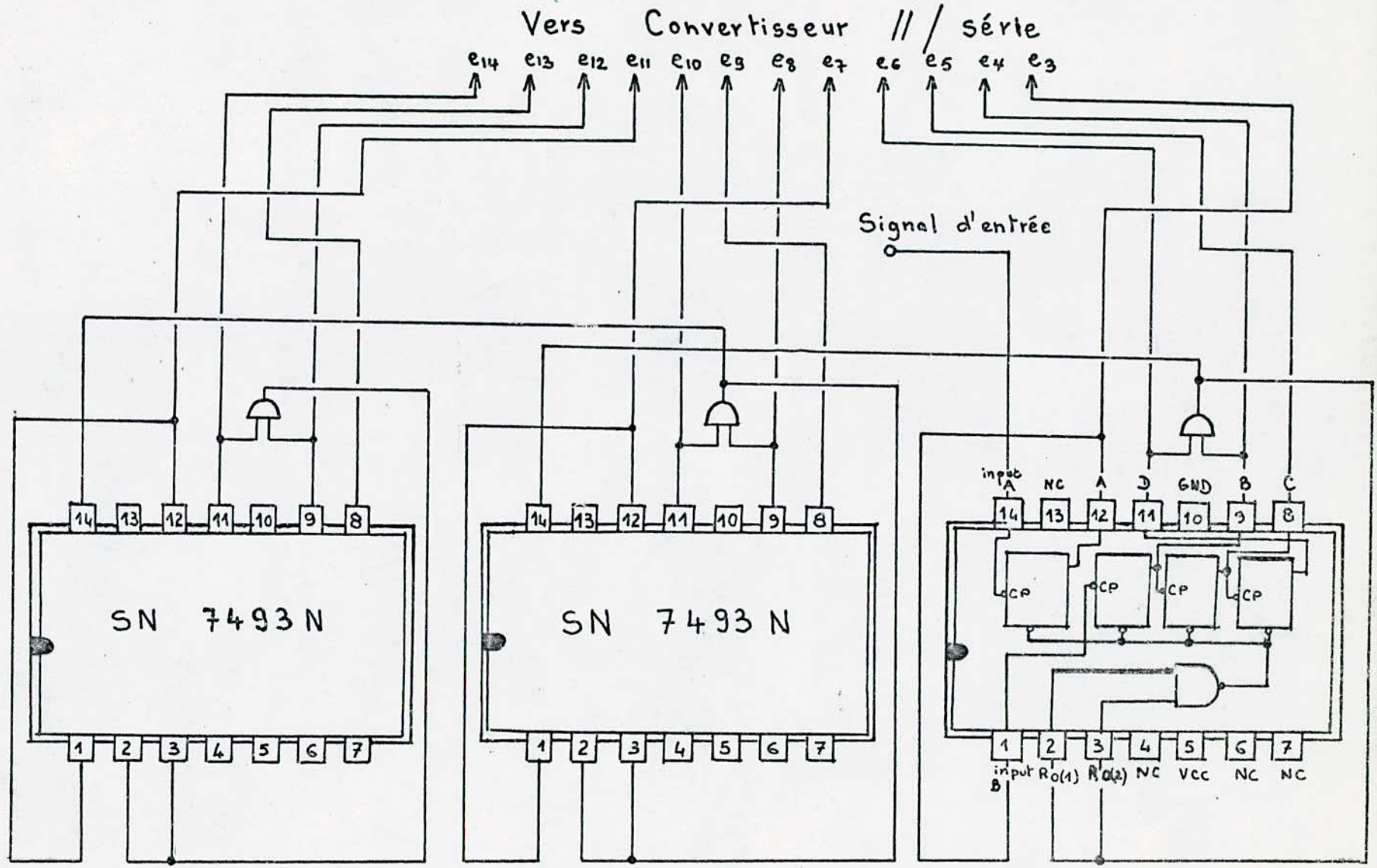
figure : 13 Sélection des bits

3-4 / Le compteur :

On a vu que chaque télémessure devait être donnée par un groupe de 12 bits où l'on distinguera 3 blocs de 4 bits, ceci afin d'obtenir une valeur de la mesure en BCD . Ce compteur sera réalisé à l'aide de 3 circuits intégrés SN 7493 N .

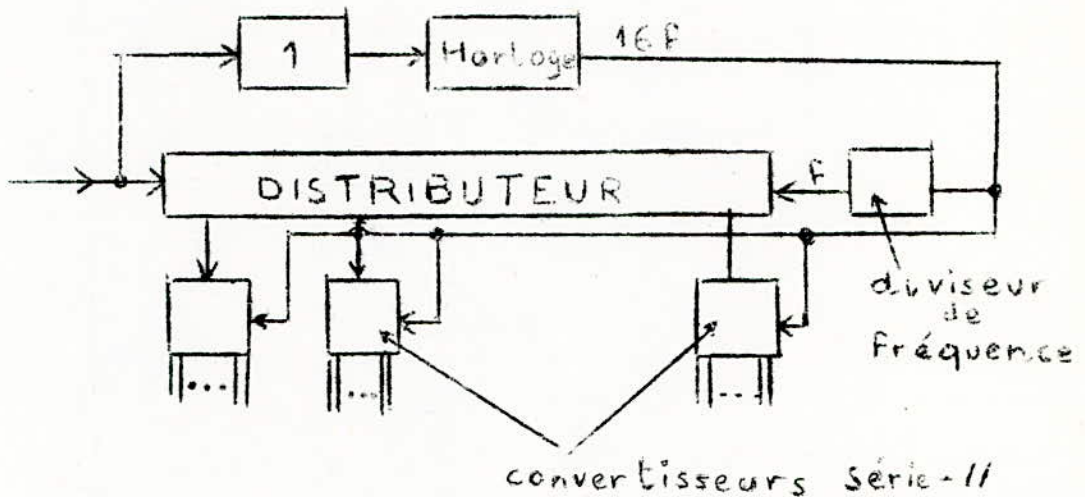
Chaque circuit intégré servira à compter 9 impulsions, sera remis à zéro à la 10^e impulsion qu'il recevra et transmettra cette impulsion au compteur suivant:

Figure 14 Compteur 12 bits



4 - Traitement à la réception .

La suite de digits doit être découpée en messages distincts .



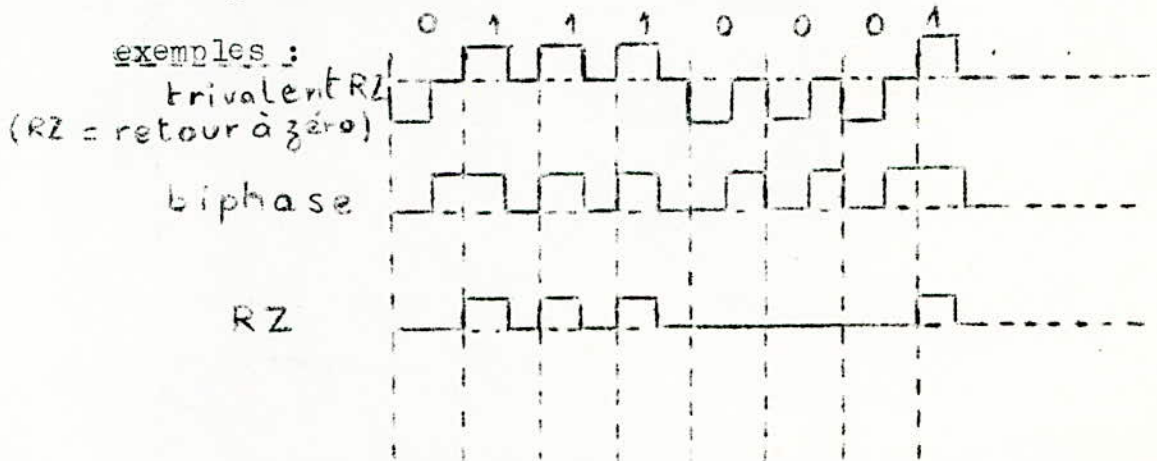
A la réception les impulsions de voie sont appliquées au circuit I qui est chargé de déclencher l'horloge de réception en synchronisation avec l'horloge d'émission . Les impulsions sont appliquées à un distributeur chargé de diriger les messages qui arrivent vers le convertisseur série-// qui convient . Chaque convertisseur série-// doit présenter à ses sorties les bits constituant le message . Il est commandé par des impulsions de fréquence $16 f$.

C) TRANSMISSION

I - La fonction synchronisation .

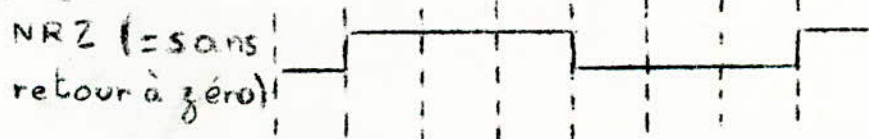
On peut séparer en 2 familles les modulations utilisées en transmission numérique de données .

- Dans la première famille on range toutes les modulations pour lesquelles chaque bit transmis s'accompagne d'un changement d'état de la voie au moins .



Dans la seconde famille, on range toutes les modulations pour lesquelles on n'a pas cette propriété .

exemple :



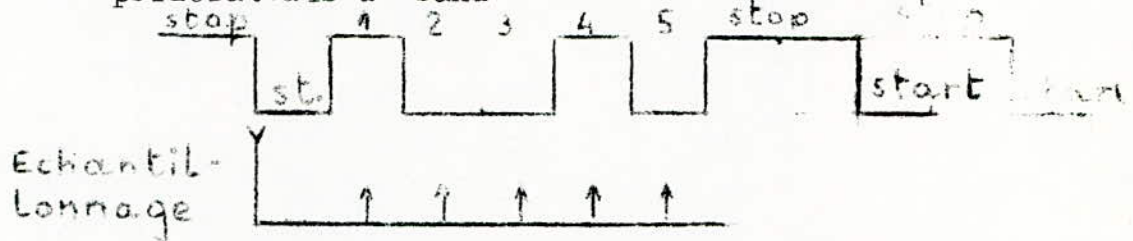
À la réception, on doit pouvoir découper les informations incidentes en messages qui eux même devront être découpés en bits .

Il est nécessaire quand on utilise la 2^e famille de modulation (NRZ) de réserver des bits indiquant le début et la fin du message.

Il est nécessaire qu'il y ait une transition entre la fin du message et le début du message suivant pour établir la synchronisation bit. Cette synchronisation bit devra être refaite pour chaque message d'information nouveau dans le cas de la transmission asynchrone (l'intervalle de temps entre 2 bits du même message ou

de 2 messages différents est aléatoire). Quand la transmission est synchrone (l'intervalle entre 2 bits d'un même message ou de 2 messages différents est égal à un nombre entier de bits) il suffit alors de faire la synchronisation bit au début du train de messages et de la maintenir pendant toute sa durée .

On peut citer à titre d'exemple la transmission start-stop employée pour les téléimprimeurs, lecteurs perforateurs de bande ...



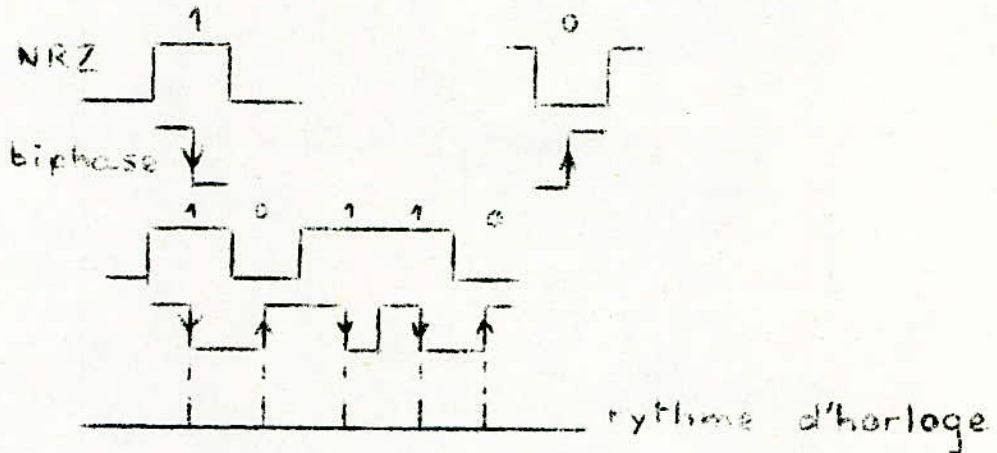
La transition entre le stop et le start permet au récepteur d'échantillonner l'état de la ligne au rythme des bits qui arrivent. Il est clair que cet échantillonnage doit être fait à des instants correspondant aux instants **significatifs**.

Ce système présente l'inconvénient d'être très sensible aux parasites: si pendant le stop un parasite engendre un signal analogue à une transition start, le système échantillonne la ligne pendant un cycle, et est aveugle pendant tout ce temps là à la présence éventuelle d'un véritable signal start .

Dans le système que nous ~~avons élaboré~~, le bit start toujours à " I " marque le début de chaque message. Pour identifier les données individuelles transmises en série et pour pallier les problèmes posés par la synchronisation (séparation entre bits de même valence), on procède à un transcodage biphase du signal initial(NRZ) fourni à la sortie du convertisseur parallèle série .

Ce transcodage assure une transition à chaque valence de bit. Les transitions significatives

seront détectées à la réception et assureront la restitution du rythme de transmission (horloge).



La modulation biphasé demande une consommation en bande passante importante: la rapidité de modulation (baud) en ligne est le double de la vitesse de transmission des bits d'information (bits/seconde).

2 - Organisation du système de transmission (Fig. 15) .

Les systèmes de transmission par faisceaux hertziens se révèlent souvent économiques pour répondre aux besoins si les distances sont grandes et le nombre des stations petit . Les câbles sont généralement plus fiables et se prêtent plus facilement à l'entretien si bien qu'ils sont proposés à ces fins .

Des pipe-line amèneront le gaz des puits vers le module où il sera traité . Comme des tranchées seront creusées pour ces pipe-line et le système de distribution électrique, il sera possible et judicieux de poser les câbles de transmission des données dans ces tranchées de l'autre côté du pipe-line, du côté opposé des câbles électriques . On évite ainsi d'exposer les câbles téléphoniques à l'influence des lignes électriques afin d'assurer un système de télétransmission fiable, sûr et adéquatement protégé .

On peut créer des postes satellites qui regroupent 3 puits chacun à l'emplacement des manifolds . Ces manifolds (qui se trouvent à l'emplacement d'un puits) regroupent dans une seule canalisation le gaz provenant de 3 puits ; cette canalisation rejoindra le pipe-line .

Les postes satellites serviront aussi à la transformation de la haute tension provenant du module en 380 Volts qui sera dirigé vers les puits . Pour la transmission des données, on réserve une paire pour l'émission et une autre pour la réception . Une quarante canibus sera donc utilisée pour la liaison entre le module et tous les puits qui y sont rattachés .

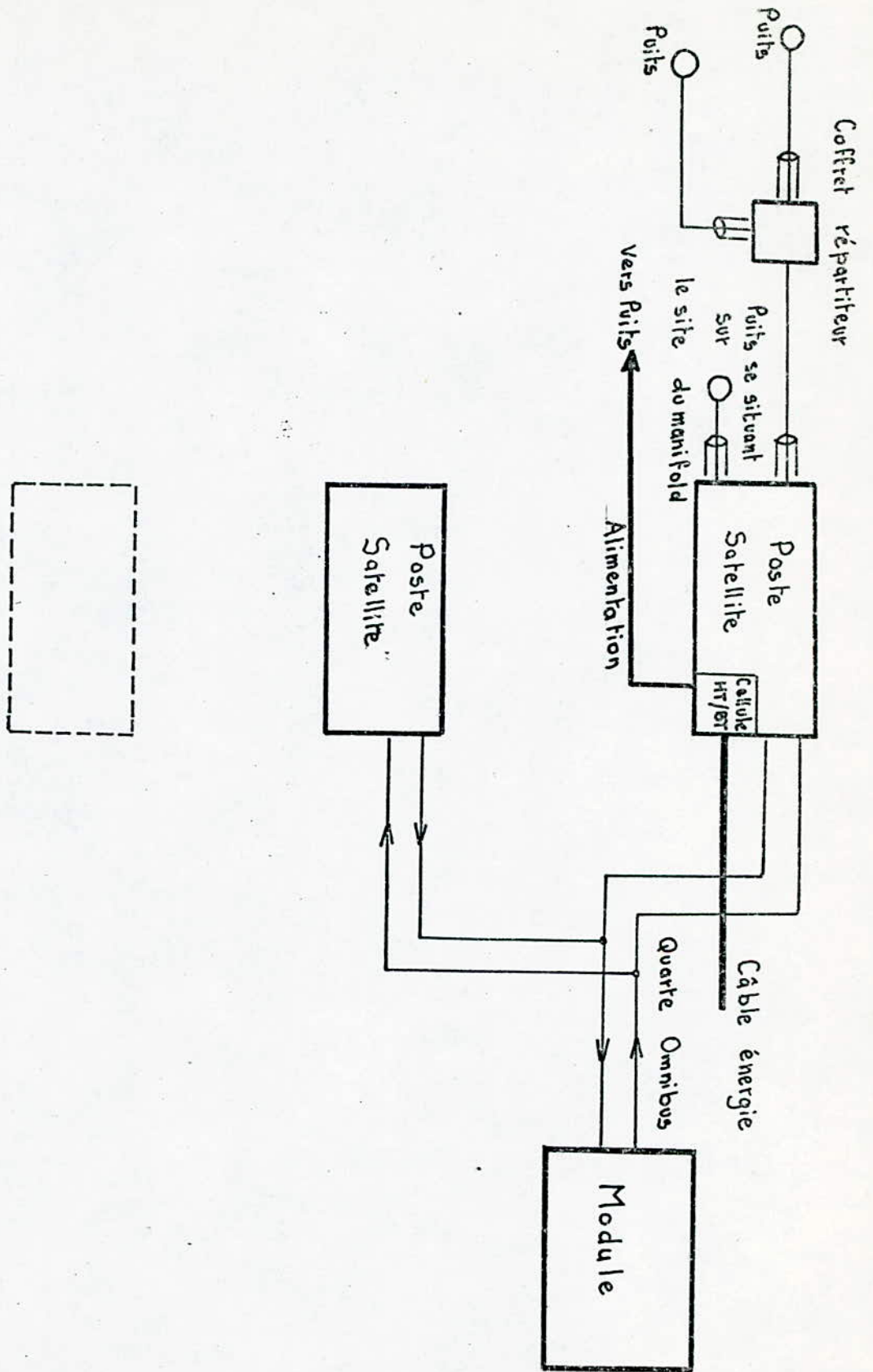


Figure 15: Organisation du système de transmission

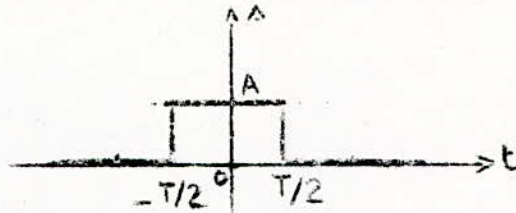
3 - Transmission en bande de base .

Nous avons vu que les informations à transmettre étaient converties en une suite de bits "0" et "1".

On peut faire circuler directement les impulsions de courant sur un câble. Cette solution est la plus simple et la moins coûteuse. Elle est souvent utilisée sur voies téléphoniques à courte distance .

SPECTRE D'AMPLITUDE ET DENSITE SPECTRALE D'UNE IMPULSION .

Considérons une impulsion d'amplitude A et de durée T .



La fonction $s(t)$ est définie par :

$$s(t) = A \text{ pour } -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$$

$$s(t) = 0 \text{ pour } \begin{cases} t < -\frac{T}{2} \\ t > \frac{T}{2} \end{cases}$$

Le spectre d'amplitude est donné par :

$$|x(f)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi jft} dt \right|$$

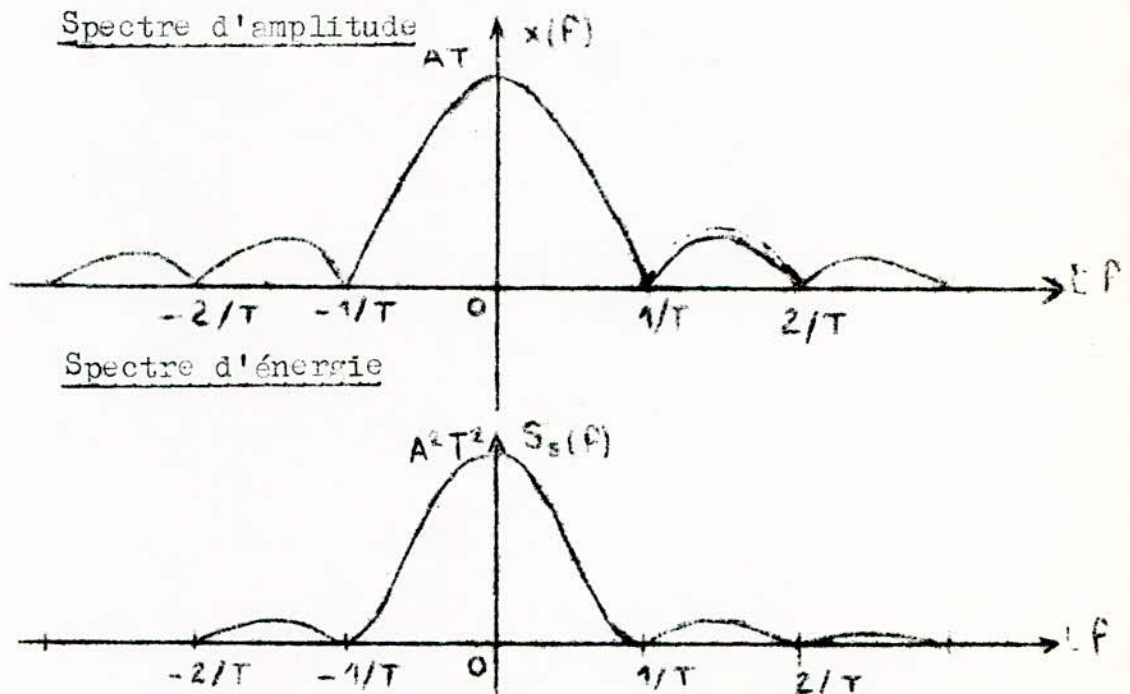
ou encore :

$$|x(f)| = \left| \int_{-T/2}^{+T/2} A e^{-2\pi jft} dt \right| = AT \left| \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right|$$

La densité spectrale d'énergie est donnée par :

$$S_s(f) = |x(f)|^2$$

$$\text{d'où } S_s(f) = A^2 T^2 \left| \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right|^2$$



Nous pouvons par des calculs plus complexes connaître le spectre d'amplitude et la densité spectrale d'un train d'impulsions périodiques et même d'un train d'impulsions aléatoire. On trouvera, comme pour l'impulsion unique, que le spectre d'énergie d'un signal binaire de durée T est de la forme $\left| \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right|^2$ et

qu'il suffit, pour transmettre sans distorsion, d'une bande de fréquence comprenant le premier zéro de cette fonction qui est obtenu pour $f = \frac{1}{T}$.

La voie téléphonique de transmission a une largeur de bande $B = 3100$ Hz. Les impulsions doivent donc avoir une durée T telle que $B \gg \frac{1}{T}$. On pourra donc transmettre avec une vitesse de 3100 bits/seconde en bande de base. Dans ce genre de transmission on utilisera des impulsions polaires, c'est à dire où

les 1 sont représentés par des niveaux de tension positifs par exemple, et les 0 par des niveaux de tension négatifs, pour éviter les composantes continues qui risquent de perturber la transmission .

Comme la distance entre les puits et le module auxquels ils sont rattachés peut tout de même atteindre une vingtaine de kilomètres, la transmission en bande de base se révèle inadéquate car la protection du signal contre le bruit est insuffisante. La transmission doit en effet être réalisée avec une grande sécurité pour que le taux d'erreurs sur les digits des messages à la réception soit le plus faible possible .

Nous avons donc envisagé un système de transmission en impulsions codées MIC / FM . Pour faciliter la discrimination aisée à la réception, chaque information élémentaire (bit 0 ou 1) est associée à une fréquence. Ce procédé constitue la modulation de fréquence .

4 - La fonction modulation - démodulation .

La fonction modulation - démodulation qui existait dans tous les matériels radioélectriques est entrée en force dans le domaine des liaisons sur lignes téléphoniques avec l'apparition des transmissions de données.

La fonction modulation consiste à transformer les signaux continus représentant les données binaires en signaux complexes adaptés le mieux possible à la voie de transmission choisie.

La fonction démodulation revient à décoder correctement ces signaux complexes pour restituer l'information sous forme de données binaires à l'organe de traitement .

Les fonctions modulation et demodulation sont assurées par le modem (contraction de ~~MOD~~ulateur ~~sur~~ ~~DEMO~~-dulateur).

a - Rappels sur la modulation de fréquence .

Nous disposons d'une onde porteuse de fréquence f_0 .

$x(t) = A \cos \phi(t)$ transportera l'information si nous faisons dépendre $\phi(t)$ de l'information $m(t)$ à transmettre. Si la fréquence instantanée varie linéairement avec le signal alors :

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{k m(t)}{2\pi} + f_0 \text{ où } f_0 \text{ est la fréquence de l'onde porteuse .}$$

On pourra écrire :

$$x(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + k \int_{t_0}^t m(t) dt \right]$$

La valeur de t_0 peut être choisie arbitrairement et permet de fixer la valeur de θ_0 .

• Dans le cas où $m(t)$ est un signal sinusoïdal, on a :

$$m(t) = m_0 \cos(\Omega t + \theta_m)$$

$$x(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + \frac{k m_0}{\Omega} \sin(\Omega t + \theta_m) \right]$$

On a vu que

$$f_i = f_0 + k m(t)$$

donc :

$$f_i = \frac{\omega_0}{2\pi} + \frac{k m_0}{2\pi} \cos(\Omega t + \theta_m)$$

$\frac{k m_0}{2\pi}$ est appelé excursion de fréquence = Δf

$\frac{k m_0}{\Omega}$ est l'indice de modulation .

Nous pouvons remarquer que l'excursion de fréquence est constante mais que l'indice de modulation est inversement proportionnel à la fréquence de modulation .

b - Saut de fréquence FI ou FSK (Fréquence Shift Keying) .

Lorsque $m(t)$ est constitué d'impulsions polaires par exemple :

$$m(t) = \begin{cases} -A/2 & \text{pour } 1 \\ +A/2 & \text{pour } 0 \end{cases}$$

On fait correspondre à cette information 2 fréquences f_t et f_r donc :

$$\begin{aligned} x_0(t) &= A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + k \int_{t_0}^t \frac{A}{2} dt \right] \\ &= A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + \frac{kAt}{2} - \frac{kAt_0}{2} \right] \end{aligned}$$

$$x_0(t) = A \cos \left[\omega_0 + \frac{kA}{2} \right] t = A \cos \omega_r t$$

de la même façon

$$x_1(t) = A \cos \left[\omega_0 - \frac{kA}{2} \right] t = A \cos(\omega_r t)$$

On peut générer le saut de fréquence de 2 manières différentes, soit en pilotant un oscillateur à réactance variable par le signal de base , soit en utilisant 2 oscillateurs de fréquences f_r et f_t et en choisissant l'oscillateur convenable suivant l'information .

À la réception on peut utiliser, pour séparer les 2 fréquences , 2 filtres centrés sur f_r et f_t .

Nous avons vu que des meilleurs moyens de faire la synchronisation bit consistait à faire un transcodage biphase des signaux fournis par le convertisseur // -série. Le modulateur utilise ces signaux continus

en bande de base pour moduler une porteuse suivant le procédé de saut de fréquence (FSK).



Le modem assure en général la synchronisation bit dans les transmissions de données: un codeur brouilleur assure une permanence des transitions afin d'obtenir la synchronisation à la réception .

La synchronisation caractère est effectuée par l'équipement terminal de données .

c - Spectre du signal en modulation de fréquence .

Considérons que le message à transmettre $m(t)$ est sinusoïdal .

On a vu précédemment que :

$$x(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + \frac{k m_0}{\Omega} \sin(\Omega t + \theta_m) \right]$$

En posant $\frac{k m_0}{\Omega} = p$

$$x(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + p \sin(\Omega t + \theta_m) \right]$$

Si on ne tient pas compte des termes de phase initiaux θ_0 et θ_m on a une expression de la forme

$\cos \left[\omega_0 t + p \sin \Omega t \right]$ qui peut se développer en série de fonctions de Bessel .

$$(I) \cos \left[\omega_0 t + p \sin \Omega t \right] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(p) \cdot \cos(\omega_0 + n\Omega) t$$

On voit que la largeur du spectre est théoriquement infinie . Mais la fonction $J_n(p)$ a pour caractéristique de tendre très rapidement vers 0 lorsque n devient supérieur à p .

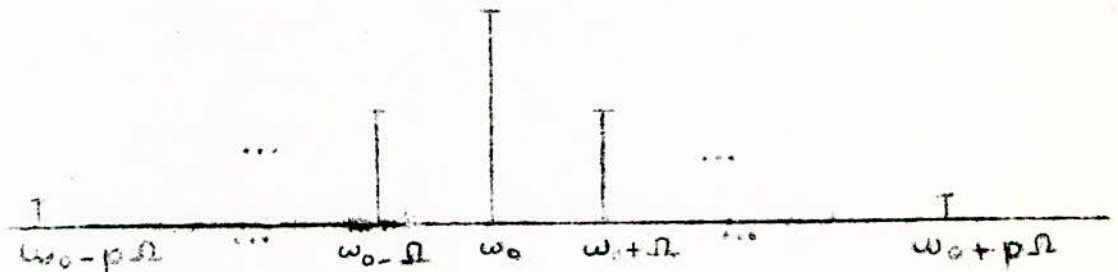
Considérons 2 cas : p grand et p petit :

• p est grand :

(I) s'écrit alors : $J_{-p}(p) \cos(\omega_0 - p\Omega)t + \dots +$
 $J_{-1}(p) \cos(\omega_0 - \Omega)t + J_0(p) \cos(\omega_0)t + \dots +$
 $J_1(p) \cos(\omega_0 + \Omega)t + J_2(p) \cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \dots$
 $+ J_p(p) \cos(\omega_0 + p\Omega)t$

Car on considère que l'amplitude de $J_n(p)$ tend rapidement vers 0 lorsque $|n|$ est supérieur à p.

Dans ce 1^{er} cas, on trouve un spectre



la largeur du spectre est donc :

$$\frac{\omega_0 + p\Omega - \omega_0 - p\Omega}{2\pi} = \frac{p\Omega}{\pi}$$

comme $p = \frac{km_0}{\Omega}$ on aura donc un spectre de largeur

$\frac{km_0}{\pi} - 2\Delta f$ où Δf est l'excursion de fréquence. En réalité la largeur du spectre est plus grande que $2\Delta f$ de 20 à 30 %.

• p est petit :

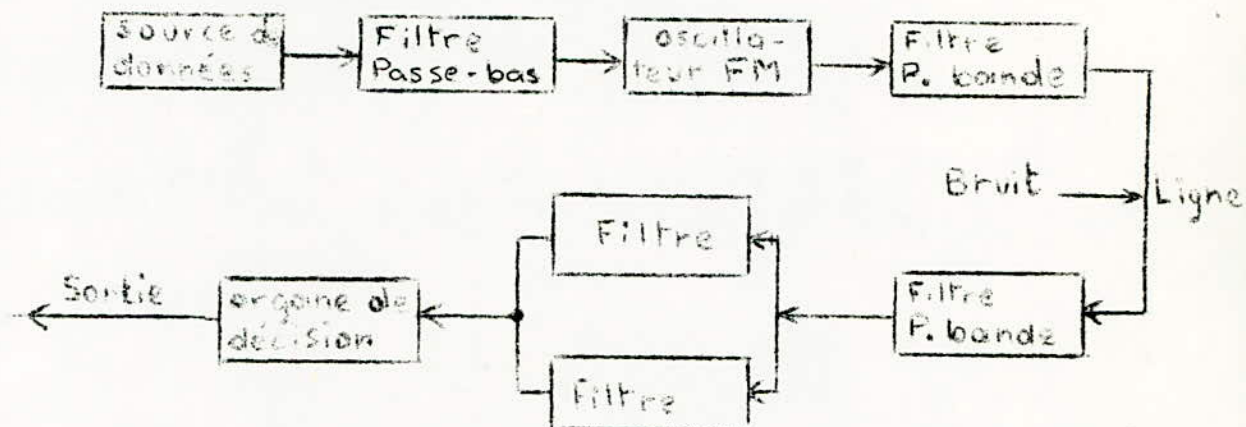
Il faut toujours garder le terme en $\omega_0 - \Omega$ et $\omega_0 + \Omega$ bien que l'amplitude soit petite; si on les élimine, il ne reste plus de modulation et l'information est perdue.

Donc si p est petit le spectre est de 2Ω

En général, pour transmettre un signal $m(t)$ de spectre B Hz, le spectre de transmission est compris entre $f_0 - \Delta f - B$ et $f_0 + \Delta f + B$; la largeur du spectre est donc :

$$Bf = 2(\Delta f + B)$$

5 - Description du système de transmission de données utilisant le saut de fréquence .



Le filtre passe bas met en forme les impulsion provenant de l'équipement terminal de données afin d'attaquer l'oscillateur avec juste la bande BF nécessaire .

La porteuse fournie par l'oscillateur local est modulée en fréquence par les impulsions. Le filtre passe bande élimine les harmoniques et les produits d'intermodulation afin d'adapter le signal à la ligne. Le filtre passe bande à la réception conserve juste la bande utile et limite ainsi le bruit à l'entrée .

6 - Choix du modem .

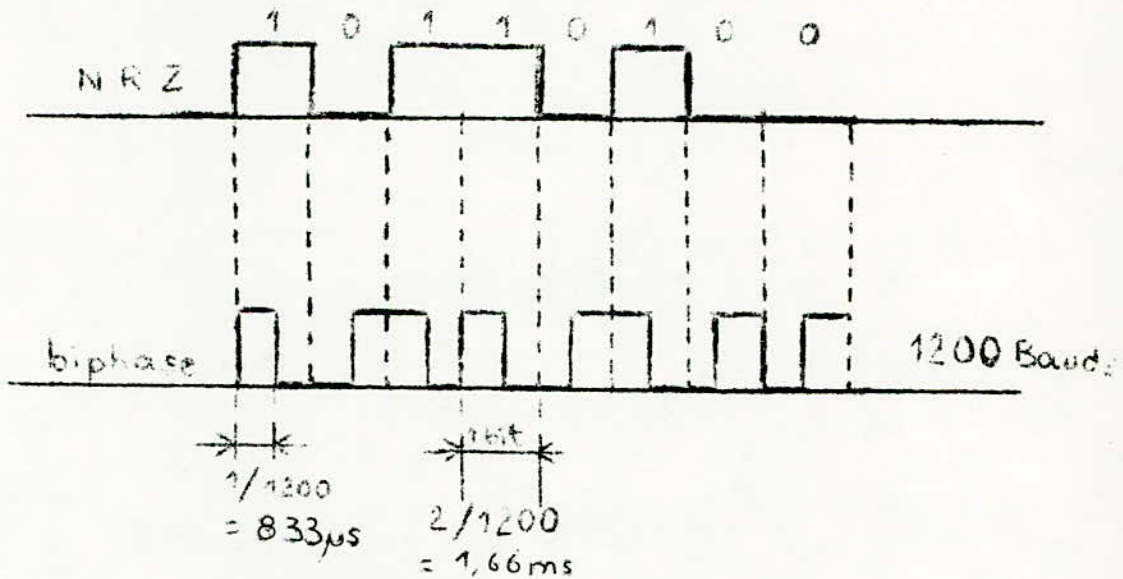
Nous avons vu que la bande passante du signal modulé était supérieure à $2B$, B étant la largeur du spectre du signal en bande de base .

B est en général de l'ordre de $\frac{1}{T}$ (où T est la durée de l'impulsion à transmettre) ; donc dans un canal téléphonique de largeur de bande 3100 Hz on pourrait transmettre à 1550 Bauds . En fait le CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et téléphonique) a proposé les débits binaires multiples de 600 bits/seconde .

Nous pouvons donc, sur une ligne téléphonique transmettre à 1200 bauds sans aucune difficulté. C'est d'ailleurs, pour des raisons qui seront exposées un peu plus loin, ce que nous avons adopté .

a) durée de transmission du message .

Il faut rappeler qu'avant la transmission des bits, nous procédons à un transcodage biphase pour assurer au message à transmettre au moins une transition par bit (ceci permet à la réception de retrouver la fréquence de l'horloge d'émission pour faciliter la synchronisation bit). La rapidité de modulation en bauds est donc le double de la vitesse de transmission en bits/seconde . Chaque bit dure donc $2/1200 = 1,66$ ms



Il est intéressant à ce moment de voir combien durent les échanges d'information entre le puits et le module .

• TELECOMMANDE .

Nous avons vu qu'une TC exigeait un échange total d'information de 64 bits .

Une TC dure donc $64 \times 1,66 = 106,24$ ms .

Il est évident qu'on ne tient pas compte des temps d'inertie des appareils .

• TS DE CHANGEMENT DE POSITION SPONTANE :

32 bits au total .

Elle dure $32 \times 1,66 = 53,12$ ms

• CYCLE DE TELEMESURE .

112 bits au total

Il dure $112 \times 1,66 = 185,92$ ms .

Chaque module regroupe les informations venant d'une trentaine de puits. Nous avons vu que le module explorait chaque puits l'un après l'autre pour recueillir les informations. Le cycle normal de télésurveillance des 30 puits durera donc $30 \times 185,92 \simeq 6$ s.

Donc lorsqu'il n'y aura ni TC ni TS de changement de position spontané, toutes les 6 secondes chaque puits, sur demande du module, transmettra ses informations .

Si nous avons utilisé des modems de 600 bauds, la période de récurrence de chaque puits serait de ≈ 12 s

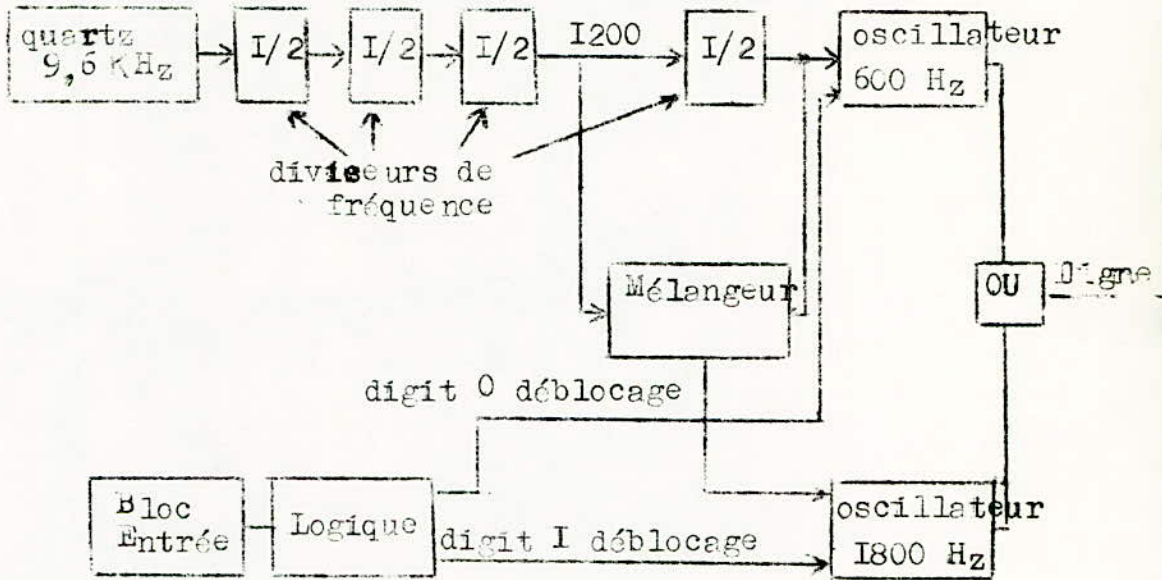
En conséquence , s'il se produit un défaut dans un puits , il pourrait fort bien s'écouler un peu moins de 12 secondes avant qu'on ne le sache au module . Le temps nous à paru trop grand. C'est ce qui explique le choix portant sur des modems de 1200 bauds .

b) Description du modem 1200 bauds .

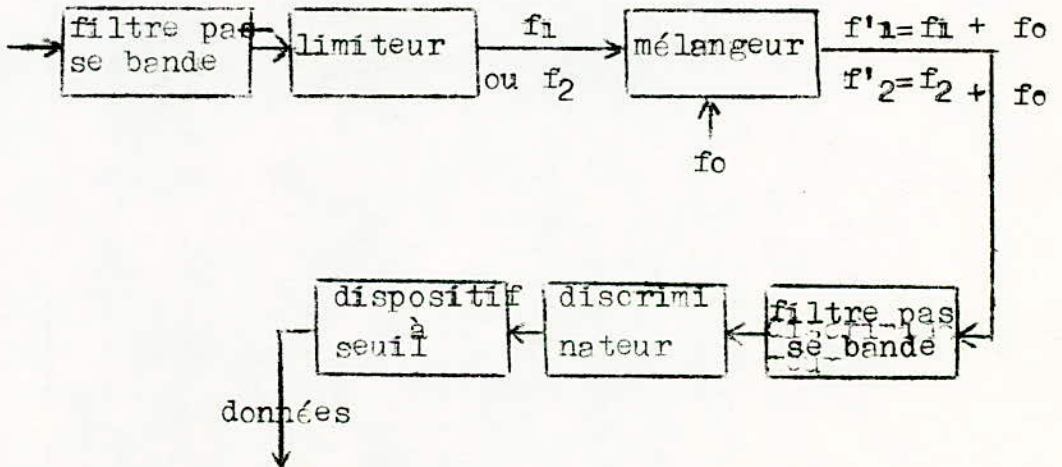
Un modulateur simple qui utilise le saut de fréquence peut être constitué de 2 oscillateurs stables accordés respectivement sur les fréquences f_1 et f_2 associées aux digits 0 et 1 . Un commutateur choisit la bonne fréquence au rythme de la manipulation .

On représente ci-dessous un schéma de modulateur à 1200 bauds où les fréquences f_1 et f_2 sont 600 et 1800 Hz .

voir schéma page 59



Le démodulateur est complémentaire au modulateur .
 Pour le démodulateur à saut de fréquence , on
 pourra avoir le schéma suivant :



En général , pour les modems sur voie filaire, donc lorsque des basses fréquences sont utilisées, on utilise une transposition à une fréquence élevée de manière à ce que dans les dispositifs d'intégration ou dans les discriminateurs on dispose d'un nombre suffisant d'oscillations de la porteuse pour détecter la variation lente du paramètre qui porte l'information à savoir la fréquence .

Le 1^e filtre passe-bande limite le bruit à l'entrée en gardant juste la bande utile . Le limiteur permet d'éliminer les variations d'amplitude dues aux bruits et qui pourraient perturber les traitements ultérieurs.

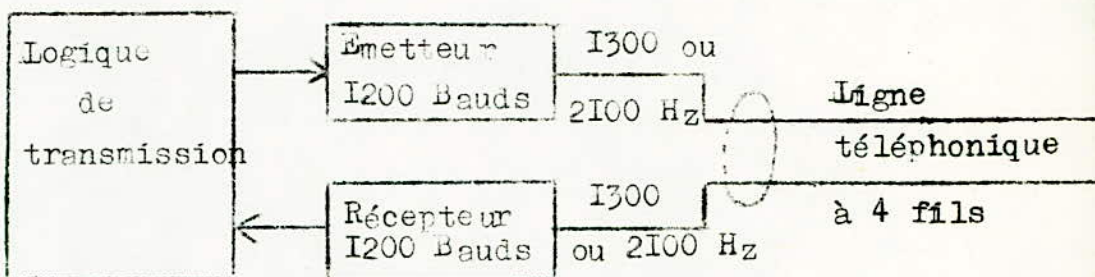
Le 2^e filtre passe-bande supprime les produits d'intermodulation .

Le discriminateur transforme la variation de fréquence en variation de tension .

Le dispositif à seuil effectue la décision entre les 2 seuils possibles : 0 et 1 .

c) Modem 1200 bauds à 4 fils normalisé par le CCITT .

Le CCITT a fait le point des travaux de ses assemblées plénières et a en particulier normalisé ce modem dans l'avis V 23 .



Il permet une liaison en full duplex .

En réalité ce modem possède une voie secondaire à 75 bauds pour transmettre dans le sens inverse du sens de transfert des données les signaux de demande de répétition.; elle est inutile dans notre cas .

Ce genre de modem peut être aussi utilisé en 600 bauds .

L'interface entre la logique de transmission et le modem a été normalisée par le CCITT . Le modem est relié à la logique de transmission par un grand nombre

de conducteurs électriques. Les conducteurs numérotés de 1 à 29 ont chacun une fonction bien définie. Les fréquences normalisées sont les suivantes pour le modem 1200 bauds :

- Voie principale 1200 bauds :

1700 Hz \mp 400 Hz .

- Voie secondaire 75 bauds :

420 Hz \mp 35 Hz .

La tolérance à l'émission sur les fréquences est de \pm 10 Hz .

En admettant un décalage maximum de \mp 6 Hz sur la voie de communication, à la réception le modem doit donc accepter un décalage de \mp 16 Hz .

7 - Modems à grands débits .

Sur un canal téléphonique de largeur de bande 3100 Hz, il n'est pas possible d'utiliser un procédé de modulation simple comme la modulation de fréquence pour transmettre une quantité d'informations plus importante que celle permise en 1200 bauds . On verra plus loin qu'une voie phonie a une capacité de 20.000 bits/seconde . Il est intéressant d'étudier un système qui permet de se rapprocher de cette limite .

Il est évident que le coût de ces modems est élevé, et qu'on ne peut pas songer à en équiper 165 puits .

Les systèmes de modulation complexe qui permettent de dépasser 1200 bits /seconde peuvent être .

- modulation de phase différentielle quadrivalente
- modulation différentielle de phase trivalente
- modulation différentielle de phase octivalente...

Nous décrirons un modem utilisant la modulation de phase différentielle quadrivalente .

Modem normalisé à 2400 bits /s (avis V 26)

Ce modem fonctionne en full-duplex . Il utilise la modulation de phase différentielle quadrivalente . Il est possible d'inclure une voie de retour à 75 bauds dans chaque sens de transmission .

Quand le train de données arrive , il est divisé en dibits qui peuvent être :

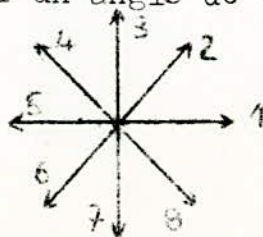
00 , 01 , 11 , 10 . Chaque dibit est codé sous forme d'un changement de phase par rapport à la phase de l'élément qui le précède immédiatement . A la réception, les dibits sont décodés et les bits sont rassemblés dans leur ordre initial .

Avec des sauts de phase multiples de 45° , on aura par exemple la correspondance dibit-saut de phase représenté par le tableau ci-dessous . Le chiffre de gauche du dibit est celui qui se présente le premier dans le train de données .

Correspondance dibit-phase

Dibit	11	10	00	01
N ^o du dibit	1	2	3	4
Saut de phase	+ 45°	+ 135°	- 135°	- 45°

Suivant la phase avant le saut et suivant la valeur du saut, le vecteur représentatif de la phase peut occuper 8 positions , séparées les unes des autres par un angle de 45° .



Etats de phase possibles d'un système à modulation différentielle de phase quadrivalente .

Message	0 1	0 0	0 0	1 0	1 1	1 1	0 1	1 0	1 0
groupements dibits	01	00	00	10	11	11	01	10	10
N° dibit	4	3	3	2	1	1	4	2	2
Saut de phase	-45°	-135°	-135°	+135°	+45°	+45°	-45°	+135°	+135°
N° du saut de phase	8	5	2	5	6	7	6	1	4
Représentation									

Le débit binaire en bits/s est ici double de la rapidité de modulation en BAUDS . .

C H A P I T R E IV

Chp IV : CANAL DE TRANSMISSION

I - Capacité du canal .

Il est intéressant de connaître la capacité d'un canal de transmission .

Dans le cas particulier suivant :

- a) signal $x(t)$ limité à un intervalle de temps T , à une bande passante W , de puissance moyenne S ,
- b) canal soumis à un bruit additif .
- c) bruit blanc : l'énergie spectrale de bruit est uniforme en fonction de la fréquence .
- d) bruit gaussien .

On montre que la capacité du canal s'écrit :

$$C = W \cdot \log_2 (1 + S/N) \text{ bits / s .}$$

N représentant la puissance moyenne de bruit dans la bande W . Cette formule est quelquefois appelée formule de Shannon - Hartley - Tuller .

Si on considère une voie téléphonique dite normalisée, de largeur de bande $W = 3400 - 300 = 3100$ Hz, et de rapport signal sur bruit $S/N = 20$ dB , on trouve :

$$C = 3100 \log_2 100 \approx 20.000 \text{ bits / s .}$$

Appelons R_t le débit d'informations d'une source en bits/s , et C la capacité du canal de transmission .

Nous avons 2 cas à considérer :

- $R_t > C$ qui conduit au théorème réciproque du codage

- $R_t < C$ qui correspond au théorème du codage proprement dit .

Nous ne ferons pas les démonstrations de ces 2 théorèmes ; nous en énoncerons simplement les résultats.

- Théorème réciproque du codage :

Pour un débit d'information supérieur à la capacité du canal la probabilité d'erreur moyenne par digit émis par la source est bornée inférieurement . Autrement dit , lorsqu'on émet une séquence de digits, la probabilité d'erreur sur la séquence tend vers 1 lorsque la longueur de la séquence croît . La théorie nous montre ainsi qu'on ne peut pas avoir une transmission de bonne qualité si $R_t > C$.

- Théorème du codage .

Le résultat obtenu pour $R_t < C$ est fondamental . Avant les travaux de Shannon , le bruit d'un canal était considéré comme une limite infranchissable sur la probabilité d'erreur d'une transmission , pour une source de débit donné .

Shannon a montré que le bruit introduisait une limite uniquement sur le débit de la source , mais non sur la précision de la transmission .

2 - Bruits affectant le canal de transmission .

Dans les problèmes de transmission , on appelle bruit toutes les perturbations qui affectent la voie de transmission .

Ce qui caractérise fondamentalement le bruit, c'est le fait qu'il est inconnu ; on ne peut absolument pas prédire la puissance du bruit à un instant futur t où l'on veut émettre un signal x . Mais on peut décrire ce bruit statistiquement au moyen d'une fonction aléatoire $n(t)$ de variance σ_n^2 .

• Bruit gaussien .

On dit que le bruit est gaussien lorsque $p(n)$ suit la loi normale c'est à dire que

$$p(n) = \frac{e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}}$$

• Bruit blanc .

Le bruit est blanc lorsque la densité spectrale est constante pour toutes les fréquences .

Nous pouvons citer en exemple le bruit thermique d'une résistance R à une température de T °K

La valeur quadratique moyenne de bruit sera :

$$\sigma_n^2 = 4kTR\Delta f \text{ où } k \text{ est la constante de}$$

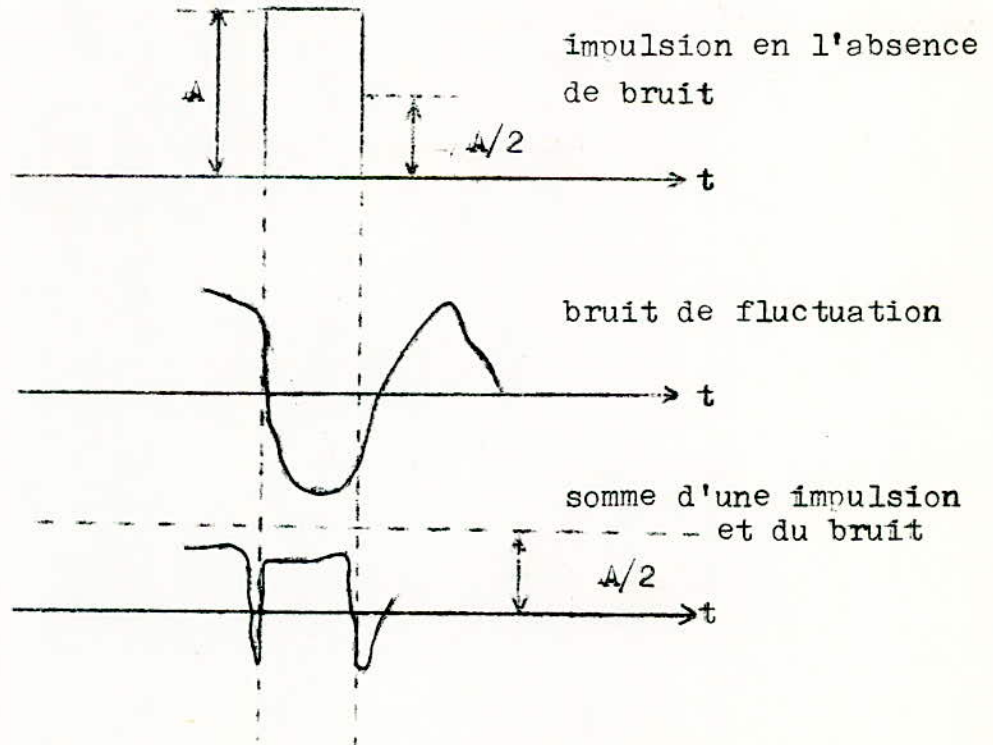
Boltzmann et Δf la largeur de bande considérée .

• Bruit produit par les erreurs numériques •

À cause des perturbations, le récepteur confond quelquefois le chiffre 0 avec le chiffre 1, ou inversement. Un mot codé où une erreur est intervenue est décodé incorrectement.

Pour évaluer le bruit produit par les erreurs numériques , on calcule d'abord la probabilité d'une telle erreur .

Il est intéressant de considérer une transmission en bande de base perturbée par un bruit de fluctuation de puissance moyenne σ^2



Si le bruit dépasse la valeur $A/2$, des erreurs peuvent se produire :

- si le bruit est plus grand que $A/2$, 0 peut être confondu avec 1
- si le bruit est inférieur à $-A/2$, 1 peut être confondu avec 0.

La probabilité que le bruit dépasse la valeur $A/2$ est :

$$P = \int_{A/2}^{+\infty} p(x) dx$$

avec $p(x)$ = densité de probabilité du bruit de fluctuation .

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

Dans le cas du bruit de fluctuation, il est très peu probable que plus d'une erreur se produise dans un mot codé. On considèrera donc qu'il se produit au plus une erreur sur un mot codé, la probabilité de cette erreur étant P .

On a vu que lors de la quantification de l'échantillon, on pouvait écrire

$$m(k/2W) \approx \underbrace{(\alpha_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \alpha_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + \alpha_j \cdot 2^j + \dots + \alpha_0 \cdot 2^0)}_{\text{Valeur quantifiée}} q$$

Avec $\alpha_i = 0$ ou 1

Supposons qu'il se produise une erreur sur le j^{eme} digit .

Au lieu de $m (k/2^n)$ on aura à la réception :

$$m' (k/2^n) = (\alpha_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \alpha_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + \bar{\alpha}_j 2^j + \dots + \alpha_0 \cdot 2^0) q .$$

L'erreur analogique après démodulation sera :

$$e (k/2^n) = m (k/2^n) - m' (k/2^n) = (\alpha_j - \bar{\alpha}_j) 2^j \cdot q$$

$$\text{donc } \left| e (k/2^n) \right| = 2^j \cdot q \quad \text{car } \alpha_j = 0 \text{ ou } 1 \\ \text{et } \bar{\alpha}_j = 1 \text{ ou } 0 .$$

Soit $2V =$ valeur de crête du signal analogique .

Nous avons vu , lors de la quantification, que le signal était décomposé en quanta . Le nombre maximum de niveaux correspondant à la valeur maximale du signal est 2^n .

La valeur du quantum q est donnée par :

$$q = 2V / 2^n = V / 2^{n-1}$$

$$\text{donc } \left| e (k/2^n) \right| = 2^j \cdot q = 2^j \cdot (V / 2^{n-1})$$

Nous avons vu que la probabilité d'une telle erreur est P .

La valeur quadratique moyenne pour toutes les positions de l'erreur dans le mot codé est donc :

$$\bar{e}^2 = v^2 \sum_{j=0}^{n-1} \frac{2^{2j}}{2^{2(n-1)}} \cdot P = v^2 \frac{P}{2^{2(n-1)}} \sum_{j=0}^{n-1} 2^{2j}$$

si nous posons $N = 2^n$

$$\text{alors } \bar{e}^2 = 4 v^2 P \frac{N^2 - I}{3 N^2}$$

Cette erreur se manifeste par un bruit .

On peut donc calculer le rapport signal /bruit dû aux erreurs numériques .

$$S/B = \frac{\overbrace{m^2(t)}}{\bar{e}^2} = \frac{\overbrace{m^2(t)}}{v^2} \cdot \frac{3 N^2}{4P (N^2 - I)}$$

où $\overbrace{m^2(t)}$ est la valeur quadratique moyenne du signal.

BRUIT PRODUIT PAR L'ERREUR DE QUANTIFICATION .

Nous avons vu qu'on pouvait écrire $m(t)$ en fonction de ses échantillons :

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m(k/2W) \frac{\sin 2\pi W (t - k/2W)}{2\pi W (t - k/2W)}$$

où W est la fréquence maximale du signal .

Quand on quantifie ces échantillons on peut alors écrire :

$$m_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m_q(k/2W) \frac{\sin 2\pi W (t - k/2W)}{2\pi W (t - k/2W)}$$

où $m_q(k/2W) = m(k/2W) + \theta_k \cdot q$ où $-\frac{1}{2} < \theta_k < +\frac{1}{2}$.

θ_k est une variable aléatoire dont la densité de probabilité est $w(\theta)$.

Puisque q est petit devant la valeur de crête du signal, on peut considérer que :

$$w(\theta) = 1 \text{ pour } |\theta| < \frac{1}{2}$$

$$w(\theta) = 0 \text{ pour } |\theta| > \frac{1}{2}$$

On a vu, lors de l'étude de la quantification, que :

$$m_q(t) = m(t) + \underbrace{\sum \theta_k \cdot q \cdot s_k(t)}_{\text{erreur } e(t)}$$

$$\text{où } s_k(t) = \frac{\sin 2\pi W(t - k/2W)}{2\pi W(t - k/2W)}$$

Cette erreur $e(t)$ produit un bruit dit de quantification.

On peut alors calculer le rapport signal sur bruit dans ce cas.

$$S/B = \frac{\overbrace{m^2(t)}}{e^2(t)} = \frac{3N^2}{V^2} \cdot \overbrace{m^2(t)}$$

Cette relation montre que parmi tous les messages qui ont la même valeur de crête $2V$ et sont quantifiés par le même nombre N de niveaux, les messages pour lesquels le rapport $\frac{V^2}{\overbrace{m^2(t)}}$ est petit donnent le plus

grand rapport entre le signal et le bruit.

LARGEUR DE BANDE OCCUPEE PAR LES SIGNAUX MIC POUR LA TRANSMISSION EN BANDE DE BASE .

Soit le message $m(t)$ quantifié avec un nombre N de niveaux.

Pour représenter ce nombre N , il faut n bits avec $N = 2^n$.

Si T est le temps alloué à la transmission d'un échantillon, chaque impulsion dure $\tau = T/n$.

On a vu que la largeur de bande B occupée par un signal transmis en bande de base est telle que :

$$B \approx \frac{1}{\tau} = \frac{n}{T} = \frac{\log_2 N}{T} \implies N = 2^{TB}$$

On a vu précédemment que le rapport signal sur bruit de quantification était

$$S/B = \frac{3N^2}{V^2} \cdot \overbrace{m^2(t)}$$
$$\text{Alors } (S/B) = \frac{3m^2(t)}{V^2} \cdot 2^{2TB}$$

On remarque que le rapport signal/bruit croît alors exponentiellement avec la largeur de bande :

3 - Défauts des canaux de transmission .

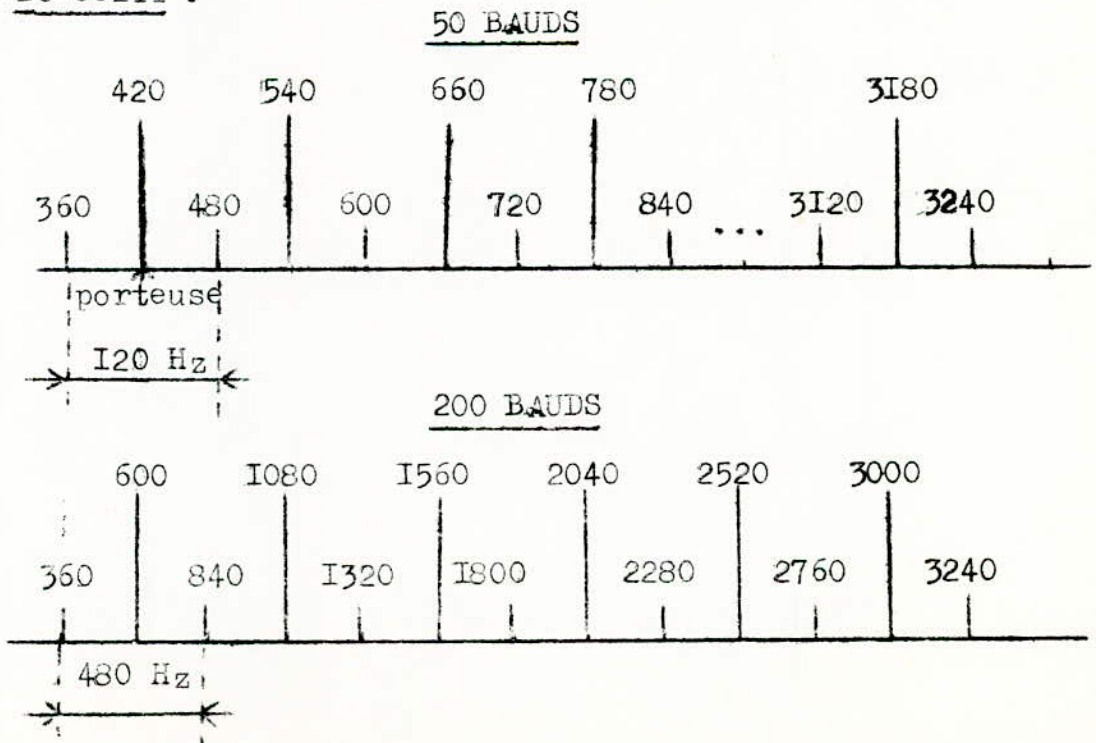
- distorsion de phase Fig . I6 a .

C'est la variation du temps de propagation avec la fréquence . Ce défaut, n'en est pas un pour les communications téléphoniques car l'oreille agit en détecteur d'enveloppe , et n'est pas sensible aux variations de phase .

Ce défaut est très grave pour les transmissions de données . En effet , sur une ligne téléphonique , il est toujours possible de multiplexer en fréquence plusieurs canaux . On peut ainsi y placer 24 Canaux à 50 Bauds , ou 12 canaux à 100 Bauds ou 6 canaux à 200 Bauds

A chacun de ces canaux on associe une fréquence sous-porteuse (généralement normalisée) de façon à remplir la voie téléphonique .

DECOUPAGE DE LA VOIE PHONIE SUIVANT LES RECOMMANDATIONS DU CCITT .



Des signaux émis simultanément sur plusieurs sous-porteuses arriveront avec des décalages qui peuvent dépasser la milliseconde .

La plupart des modems sur voie téléphonique comportent des réseaux correcteurs : on insère des filtres correcteurs de temps de propagation pour redonner une courbe à peu près plate dans la plage des fréquences utiles .

• Distorsion d'amplitude Fig. I6 b .

Tout support de transmission , et en particulier un câble, a un comportement sélectif en fonction de la fréquence qui se traduit en particulier par une courbe de réponse en amplitude . C'est ainsi qu'une longueur de l m de câble aura à la fréquence f un affaiblissement $A(f)$ qu'on exprimera en dB ou en népers .

Pour les liaisons à grande distance , on "charge" les câbles avec des bobines de Pupin placées à moins de 2000 m les unes des autres car l'affaiblissement est élevé; on augmente ainsi l'inductance linéique du câble .

Dans notre système de télésurveillance , on ne doit pas pupiniser le câble téléphonique entre les puits et le module pour 2 raisons

- Les distances puits module relativement faibles permettent d'éviter la pupinisation des lignes.

- La deuxième raison intéresse les transmissions de données en général . Lorsqu'on charge un câble, on crée une fréquence de coupure à 2000 Hz, ce qui peut être très préjudiciable . Mais en téléphonie ceci n'est pas très important étant donné que la majeure partie de l'énergie du spectre de la parole est inférieure à 2000 Hz .

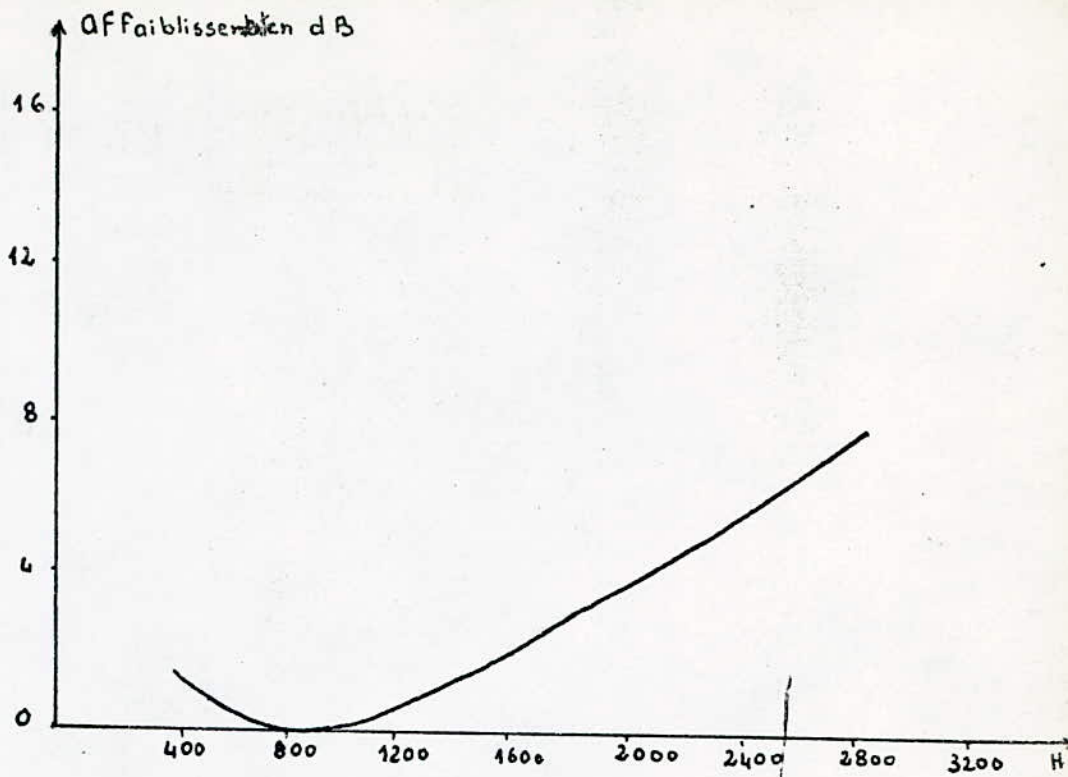


Fig 16 a - Distorsion d'amplitude pour un câble de bonne qualité

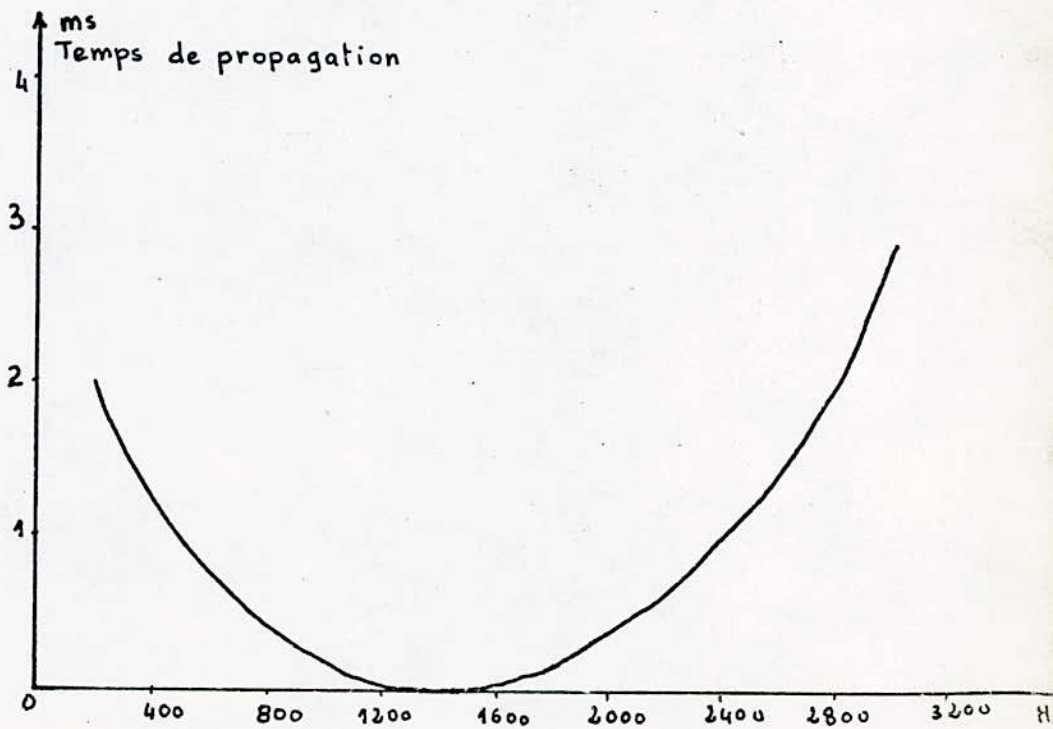


Fig 16 b distorsion de phase pour un câble de bonne qualité

- C O N C L U S I O N -

Les systèmes de télétraitement ont commencé à se développer depuis quelques années et sont utilisés par plusieurs sociétés nationales en Algérie : SONELGAZ, SONATRACH, AIR ALGERIE . Ils se révèlent nécessaires dès le moment où il faut traiter un grand nombre d'informations provenant d'endroits très éloignés . Ils exigent une main d'oeuvre restreinte mais qualifiée .

Nous n'avons pas voulu dans notre étude faire la présentation des nombreux systèmes utilisés en télécontrôle et télésurveillance . Nous avons choisi de décrire le système qui nous semblait le plus adapté aux impératifs de l'exploitation :

- volume d'informations à transférer .
- nature des transactions - procédures .
- temps de réponse du système .
- impératifs dus à l'implantation géographique des puits .

Il ya nécessité d'un service dans des conditions rigoureuses de sécurité : on comprendra que la transmission d'un ordre faux à un puits peut avoir de graves conséquences .

Le fait de rattacher un réseau de transmission à un centre de calcul fait apparaître un certain nombre de tâches élémentaires et répétitives ne concernant que la transmission telles que : appels, contrôles de format , calculs de parités, traitement des starts ... Cette tâche est extrêmement lourde sous 2 aspects différents : encombrement de la mémoire et temps de calcul. Quand les réseaux de télétraitement deviennent importants , le centre s'asphyxie car il a trop de tâches à remplir . C'est pour

cela que lorsqu'on travaille en multiplexage temporel, on aboutit à une solution économique qui est de sortir la logique de transmission du système de traitement et en la spécialisant uniquement pour ces tâches . On réserve ainsi au calculateur des tâches plus nobles, et la fonction transmission est moins coûteuse .

La fiabilité du système joue un grand rôle ; lorsqu'un service permanent doit être assuré on peut trouver des centres de télétraitement interconnectés (bi-processing) exerçant l'un sur l'autre des fonctions de contrôle et équipés de programmes de secours . Ceci permet d'assurer un fonctionnement minimal même en présence d'avaries plus ou moins graves .

Il convient cependant de porter le choix sur un système ne répondant qu'aux exigences strictes de l'exploitation, sous peine de voir le prix du système atteindre des montants considérables .

Le système de transmission MIC que nous avons utilisé n'est pas spécifique à la télésurveillance et au télécontrôle ; il est aussi utilisé en téléphonie . Cette dernière progresse surtout dans le sens de la recherche de solutions permettant d'augmenter le débit d'informations par canal . Actuellement on étudie des systèmes de transmission par fibres optiques qui permettent d'envisager des capacités de canaux énormes .

Dans les systèmes de télécontrôle et de télésurveillance de grands progrès se font en vue de l'amélioration de la fiabilité du système de transmission et de

la diminution de son prix de revient grâce à l'utilisation de techniques perfectionnées , l'emploi de circuits intégrés , microprocesseurs ...

Nous espérons , c'est notre désir le plus cher , avoir donné dans cette étude des informations qui se révéleront utiles aux prochaines promotions d'élèves-ingénieurs .

- B I B L I O G R A P H I E -

- Acquisition et traitement des données . H. SOUBIES - CAMY
Editions Radio
- Techniques de conversion analogique-digitale et digitale-
analogique .
HOESCHELE . D.
Editions MC
- Théorie de la transmission de l'information. Tome I
SPATARU . A.
Editions MC
- Théorie et technique de la transmission des données
Tomes I et II .
CLAVIER - NIQUIL - BEHR - COFFINET .
Editions MC .
- Techniques de l'ingénieur .
- Revues : l'onde électrique septembre 1965
automatisme janvier - février 1976
- Notices et documents SONATRACH .