

UNIVERSITE D'ALGER

26/77

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRICITE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكتبة  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

Filière d'Ingénieur en Electronique  
PROJET DE FIN D'ETUDES SUPERIEURES

1 ex

المدرسة لوطنية للعلوم الهندسية  
— المكتبة —  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

LIAISONS NUMERIQUES SUR  
CABLES 30 VOIES

Proposé par :

M<sup>r</sup> BEN - MERIEM

Etudié par :

AZZIZI Mahmoud

et

ALIOUECHE Ahmed

## REMERCIEMENTS

---

Tous nos remerciements à :

- MONSIEUR BENMERIEM , notre promoteur, d'avoir bien voulu nous présenter ce sujet, le suivre d'une façon régulière avec nous et en y apportant sans cesse des conseils efficaces.
- A Messieurs les JURÉS
- A tous les professeurs qui ont participé à notre formation.
- A tous les amis de notre promotion.

AZZIZI  
ΓΑΛΠΟΥΣ

et

ALIOUECHE  
AHMED.

EXCLU DU PRÊT

المدرسة لوطنية للعلوم الهندسية  
— المكتبة —

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

## TABLE DES MATIÈRES :

I/	<u>Introduction</u> -----	page 1	1
II/	<u>Traitement numérique de l'information</u> -----	page	4
A/	Generalités -----		4
B/	Echantillonnage -----		5
C/	Quantification et codage -----		12
D/	Multipléxage -----		19
E/	Multipléxage des signaux numériques -----		22
	- multipléxage synchrone -----		22
	- multipléxage asynchrone -----		24
	- formation de la TRAME et de la MULTITRAME -----		26
	- Multipléxage d'ordre supérieur -----		29
	- HIERARCHIE NUMERIQUE -----		30'
F/	Code en ligne - Code à la jonction -----		31
III	<u>EQUIPEMENTS MIC</u> -----		38
A/	Circuit d'échantillonnage et de maintien -----		39
B/	Convertisseur Analogique - Numérique et numérique - analogique -----		41
C/	LE MULTIPLEXEUR et le démultipléxeur -----		50
IV	<u>CHAÎNE de TRANSMISSION :</u> -----		53
	- Introduction -----		53
	- <u>Répéteurs - Régénérateurs</u> -----		54
	• Introduction -----		54
	• Etude de R.R. à égalisation automatique 30 voies -----		54
	• Défauts apportés par les R.R. : gigue et TAUX D'ERREURS -----		63
	- <u>LES CABLES</u> -----		64
	• Introduction -----		64
	• Schéma synoptique d'une ligne de transmission -----		65
	• Caractéristiques et spectre du signal émis dans le câble -----		66
	• Diaphonie entre liaisons MIC -----		69
	• Mesure de la diaphonie en régime numérique -----		71
	- <u>LA TELEALIMENTATION</u> -----		73
	- <u>TELELOCALISATION DES DEFAUTS</u> -----		74
	• Introduction -----		74
	• Principe de fonctionnement du réseau de bouclage -----		75
V	<u>LES APPAREILS DE MESURE</u> -----		79
	- LE DIAPHOMETRE -----		79
	- LE TESTA -----		81
VI	<u>Conclusion</u> -----		84
VII	<u>Rappels mathématiques</u> -----		86
	- Démonstration du théorème de SHANNON -----		86
	- Fonction d'autocorrelation -----		-

## INTRODUCTION

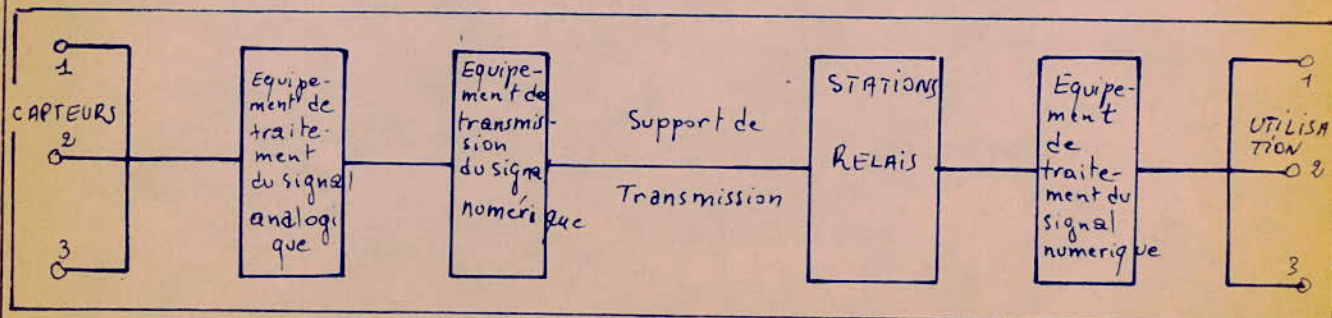
Au début l'information était transmise sous sa forme analogique. Les systèmes de transmission étaient lents, les bruits de diaphonie étaient très gênants. Par la suite le problème de la transmission de l'information a pris une place importante dans le domaine des recherches. Des efforts ont été entrepris pour améliorer la qualité de l'information (câbles, puissance des émetteurs, sensibilité des récepteurs), mais toutes ces améliorations, des systèmes analogiques, n'ont pas vraiment aboutis aux performances exigées. Par la suite un nouveau type de systèmes a été mis au point : ce sont les systèmes numériques. Les signaux sont alors acheminés sous forme d'impulsions. La numérisation de l'information présente plusieurs avantages :

- faible coût des équipements (matériel constitué à base de semi-conducteurs).
- Emploi du multiplex numérique sur de courtes distances.
- Résistance élevée aux bruits, à la diaphonie et aux distorsions.
- Impulsions régénérées par des répéteurs-régénérateurs (amélioration de la qualité de la transmission).
- Détection seulement de la présence ou de l'absence d'une impulsion pour connaître l'information (moins de puissance que pour les systèmes analogiques).
- Les systèmes numériques sont utiles pour la transmission des émissions de télévision.

Mais le seul inconvénient est que la numérisation de l'information s'accompagne d'une erreur de quantification introduisant une erreur supplémentaire à la réception.

Une chaîne de transmission numérique de l'information comprend :

- Des capteurs : fournissent des signaux analogiques.
- L'équipement de traitement du signal analogique : Ceci réalisera le multiplexage MIC ou numérique ( le multiplexage MIC consiste à répartir dans le temps les signaux fournis. Les signaux sont échantillonnés, quantifiés et codés. ). Le multiplexage numérique répartit dans le temps plusieurs trains MIC.
- L'équipement de transmission du signal : Cet équipement sert à adapter le signal au support de transmission. Dans le cas de la transmission par câbles, cet équipement n'est autre qu'un transcodeur binaire - code en ligne (HDB<sub>3</sub> ou AMI).
- STATIONS RELAIS : permettent la régénération du signal affaibli et distordu au cours de sa transmission.
- L'équipement de traitement du signal numérique (réception) : consiste à séparer les différentes voies, restitue les signaux analogiques initiaux en vue de leur utilisation.



On étudiera le traitement de l'information, les divers équipements

Mic , les repeteurs régénérateurs , le support de transmission  
ainsi que tous les bruits qui perturbent les liaisons numériques.

---

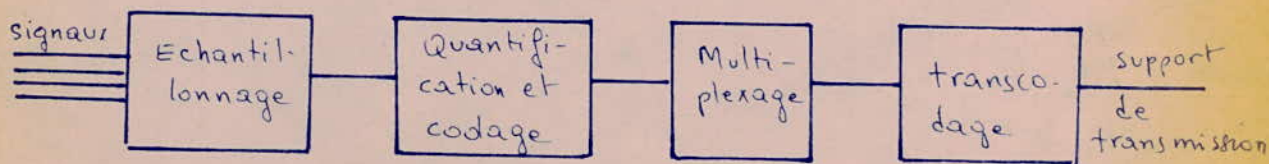
# TRAITEMENT NUMERIQUE DE L'INFORMATION

- Echantillonnage.
- Quantification
- Codage
- transcodage
- Multiplexage
- Equipements Mic.

## II TRANSMISSION NUMERIQUE de L'INFORMATION

### A/ GENERALITÉS

Dans la transmission numérique de l'information on utilise le multiplexage par répartition dans le temps; contrairement à la transmission analogique qui utilise le multiplexage par répartition en fréquence. Dans les systèmes numériques, les échantillons issus des signaux analogiques sont prélevés à des intervalles de temps régulièrement espacés. On procède ensuite à une quantification des échantillons qui seront numérisés et puis codés. Après vient l'opération de multiplexage qui consiste en l'entrelacement des différents trains d'impulsions représentant l'information numérisée de chaque signal composant. Le train numérique d'ordre supérieur ainsi obtenu représente l'information venant de toutes les voies: c'est le signal résultant. Il est donc facile d'acheminer le signal résultant sur des câbles formant le support de transmission. Dans le cas des faisceaux Hertzien Numériques, le signal résultant est véhiculé par une porteuse émise sous forme d'onde radioélectrique. Les câbles (ou l'atmosphère) assurent le transfert de l'information jusqu'à la station suivante. Enfin à la station réceptrice, les opérations inverses (demultiplexage, décodage etc...) permettent la restitution des signaux initiaux et leur acheminement vers les voies correspondantes. Le schéma synoptique suivant montre les grandes opérations suivies par ces signaux avant d'être transmis vers les autres stations réceptrices ou stations relais.





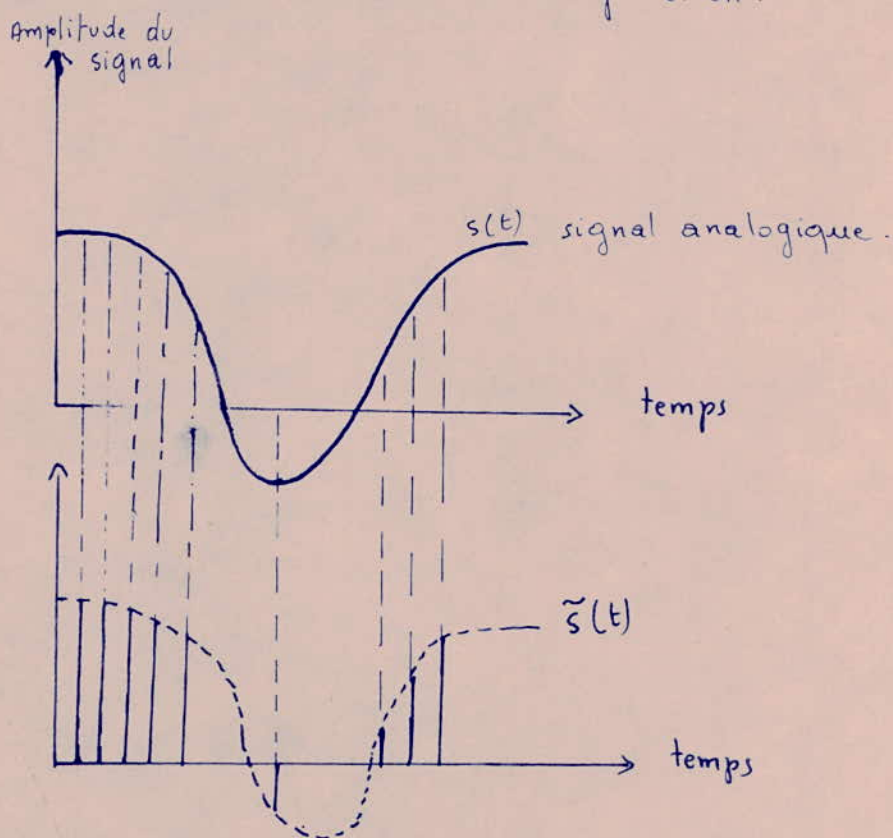
Dans la suite, nous essaierons de développer chacune des opérations effectuée sur l'information avant sa transmission.

## B/ ECHANTILLONNAGE :

### 1/ DEFINITION :

d'échantillonnage consiste à remplacer les variations continues d'un signal, dans le temps, par une succession à intervalles réguliers d'impulsions ayant la même amplitude que celle du signal continu pris à cet instant. On obtient ainsi un train d'impulsions modulé en amplitude.

des schémas ci-dessous illustrent cette opération :



### 2/ THEOREME D'ECHANTILLONNAGE .

Le Théorème d'échantillonnage affirme que : la fréquence d'échantillonnage doit être au moins le double de la fréquence maximale de la bande à transmettre.

Cette condition doit être réalisée si on veut que la conversion de l'information s'effectue sans pertes.

Dû à SHANNON, le théorème d'échantillonnage joue un rôle extrêmement important dans la théorie des communications.

$$f_e \geq 2f_c$$

$f_e$ : fréquence d'échantillonnage  
 $f_c$ : fréquence max du spectre du signal à transmettre.

Il s'applique aux signaux dont le spectre a un support borné, ce qui est le cas dans la pratique: signaux de parole, signaux de musique, signaux issus des capteurs.

En effet, l'amplitude d'un spectre décroît avec la fréquence et finit par s'annuler pour une certaine valeur de celle-ci.

L'application du théorème de SHANNON permet d'associer plusieurs sources d'information pour constituer un multiplex à division temporelle. Ce procédé est de plus en plus utilisé grâce aux progrès accomplis dans le domaine des circuits de commutation. Soit  $s(t)$  le signal à échantillonner (analogique) à transmettre et  $\tilde{s}(t)$  le signal échantillonné.  $\tilde{s}(t)$  est donné par:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s\left(\frac{n}{2f_c}\right) \cdot \frac{\sin[\pi(2f_c t - n)]}{\pi(2f_c t - n)}$$

Le signal initial  $s(t)$  est remplacé par  $\tilde{s}(t)$  qui est formé par une suite dénombrable des échantillons  $s\left(\frac{n}{2f_c}\right)$  pris sur le signal  $s(t)$  à la fréquence d'échantillonnage  $2f_c$ .

D'après SHANNON on aura en particulier  $s(t) = \tilde{s}(t)$ . Le signal échantillonné  $\tilde{s}(t)$  est alors transmis à la place de  $s(t)$  sans pertes d'information.

### 3/ SPECTRES DES SIGNAUX ÉCHANTILLONNÉS

Le Théorème d'échantillonnage montre qu'un signal à spectre borné est entièrement déterminé par une suite dénombrable d'échantillons prélevés à la fréquence d'échantillonnage  $2f_c$ . Cette propriété est toujours utilisée dans les procédés de transmission numérique de l'information en substituant au signal  $s(t)$ , un signal  $\tilde{s}(t)$  obtenu par échantillonnage.

La connaissance du spectre d'un signal échantillonné est très importante car elle détermine la largeur du canal de transmission.

Dans ce qui suit on donne les spectres relatifs aux trois procédés d'échantillonnage.

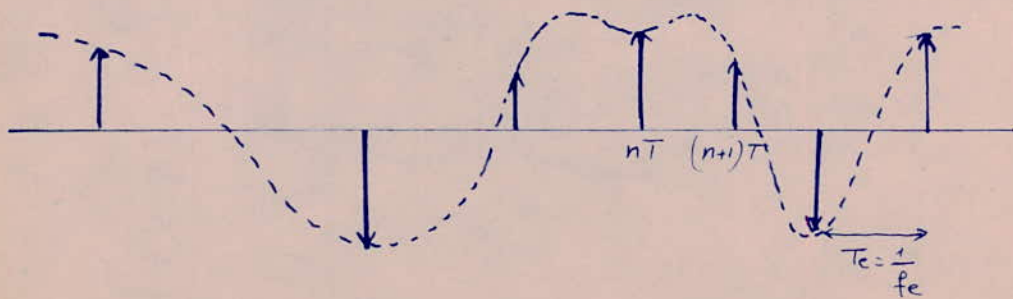
#### a) Echantillonnage idéal:

Le signal échantillonné est obtenu en faisant le produit entre le signal  $s(t)$  et la fonction d'échantillonnage idéale  $e(t)$ :

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

$e(t)$  est une suite d'impulsions de DIRAC régulièrement espacées. Le signal échantillonné s'écrit:  $\tilde{s}(t) = s(t) \cdot e(t)$ .

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(nT) \cdot \delta(t - nT)$$

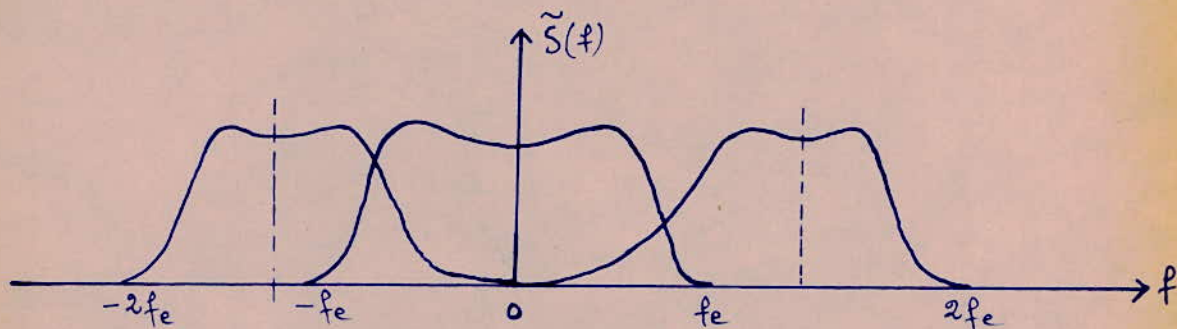


$T_e$  : période d'échantillonnage.

Le spectre  $\tilde{S}(f)$  de  $\tilde{s}(t)$  est donné par  $\tilde{s}(t) \xrightarrow{F} \tilde{S}(f) = F[\tilde{s}(t)]$

où  $F$  est la transformée de FOURRIER

$$\tilde{S}(f) = \frac{1}{T} \cdot S(f) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$



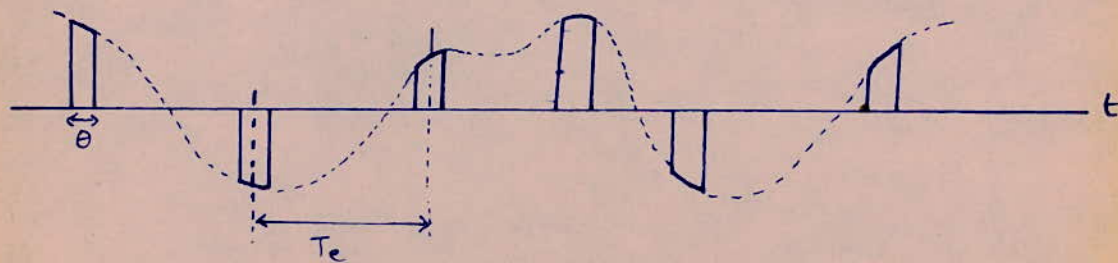
Le spectre du signal échantillonné occupe une bande infinie. Il est formé d'une suite de spectres translatés  $S\left(f - \frac{n}{T}\right)$  dont le pas est la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ .

Remarque : lorsque  $f_e = 2f_c$  les spectres translatés ne se recouvrent pas.

### b/ Echantillonnage Analogique :

Dans la pratique, les impulsions ont toujours une largeur  $\theta$ , on a donc affaire à un échantillonnage analogique. Le sommet des impulsions reproduit exactement le signal  $s(t)$  pendant la durée  $\theta$ .

$\tilde{s}(t)$  est donné par le schéma suivant :

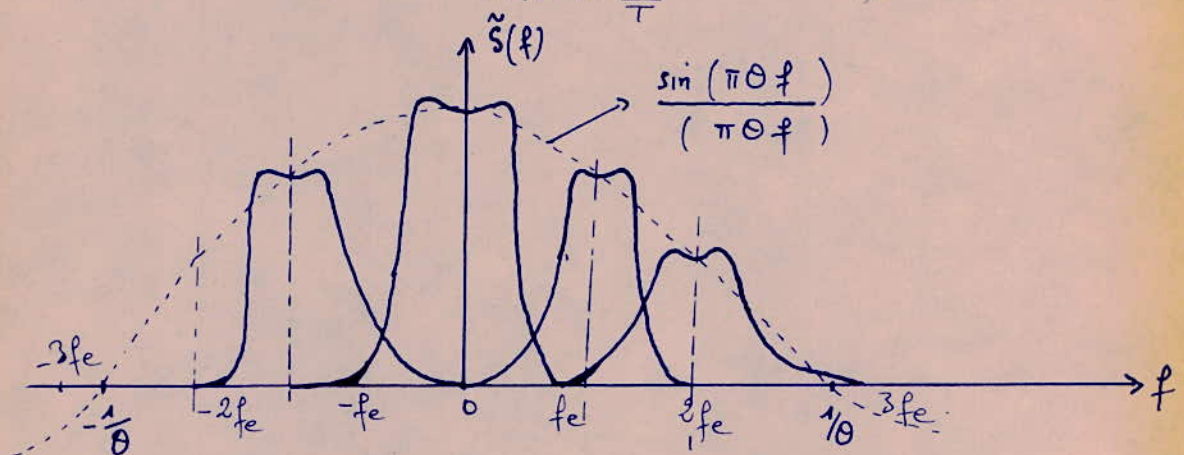


Ce genre d'échantillonnage est effectué par un interrupteur commandé par un signal d'horloge qui assure le découpage de  $s(t)$ . En effet il est fermé pendant la durée des impulsions et ouvert le reste du temps.

Remarque:  $\theta$  est choisi inférieure à  $T$  pour que les échantillons ne se recouvrent pas.

Le spectre  $\tilde{S}(f)$  est donné par:

$$\tilde{S}(f) = \frac{\theta}{T} \cdot \tilde{S}(f) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n\pi \frac{\theta}{T}}{n\pi \frac{\theta}{T}} \cdot S\left(f - \frac{n}{T}\right)$$



Dans ce cas, le spectre est composé d'une suite infinie de spectres traduits  $S\left(f - \frac{n}{T}\right)$  dont le terme de rang  $n$  est multiplié par le facteur constant:  $\frac{\sin n\pi \frac{\theta}{T}}{n\pi \frac{\theta}{T}}$ .

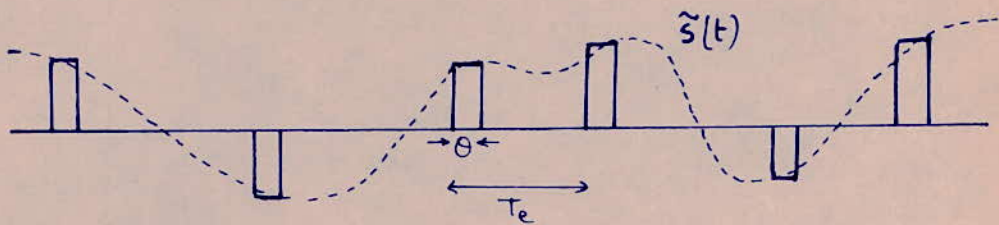
La largeur du spectre  $\tilde{S}(f)$  est beaucoup plus faible que dans le cas de l'échantillonnage idéal. Il est de l'ordre de  $\frac{1}{\theta}$  et ne dépend que de la durée de l'impulsion d'échantillonnage.

Les spectres ne se recouvrent pas lorsque  $f_e = 2f_c$ .

c/ Echantillonnage avec maintien:

Il consiste à échantillonner le signal avec des impulsions rectangulaires. Leur durée  $\theta$  doit être inférieure à  $T_e$  et leur amplitude

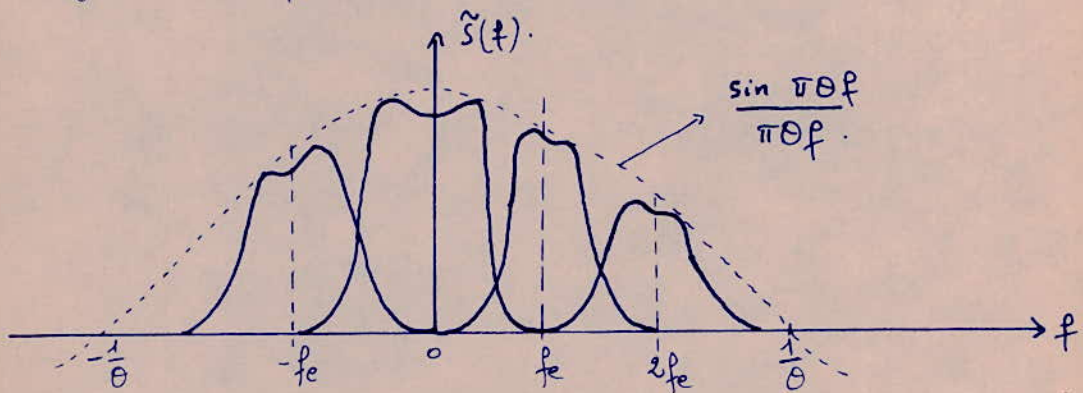
proportionnelle aux échantillons  $s(nT)$ . Le niveau des impulsions est maintenu constant pendant leur durée d'où le nom d'échantillonnage avec maintien.



Son spectre  $\tilde{S}(f)$  est :

$$\tilde{S}(f) = K(f) \cdot \left[ \frac{1}{T} \cdot S(f) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right]$$

où  $K(f)$  est la transformée de FOURRIER de l'impulsion d'échantillonnage. La représentation graphique de  $\tilde{S}(f)$  est :



Le facteur  $K(f)$  introduit des distorsions sur la forme des spectres traduits. Sa largeur est de l'ordre de  $\frac{1}{\theta}$  ; il n'y a pas recouvrement de spectres dans le cas où  $f_e = 2f_c$ .

CONCLUSION : Dans la transmission numérique de l'information, au lieu d'envoyer le signal  $s(t)$  en question, il est plus aisé

de transmettre  $\tilde{S}(t)$  échantillonné ; ce qui permet l'opération multiplex que nous étudierons par la suite. A la réception, il faut restituer le signal analogique. Cette restitution se fait par interpolation entre les échantillons.

Dans le cas général et dans la limite de SHANNON le signal restitué  $\tilde{S}(t)$  n'est pas parfaitement identique au signal émis  $S(t)$  ce qui se traduit par la présence d'une erreur  $E(t)$  due à l'échantillonnage, mais cette erreur ou bruit est pratiquement négligeable devant les autres bruits introduit par les câbles pourvu que  $f_e \gg 2f_c$ .

## B/ QUANTIFICATION ET CODAGE :

### INTRODUCTION :

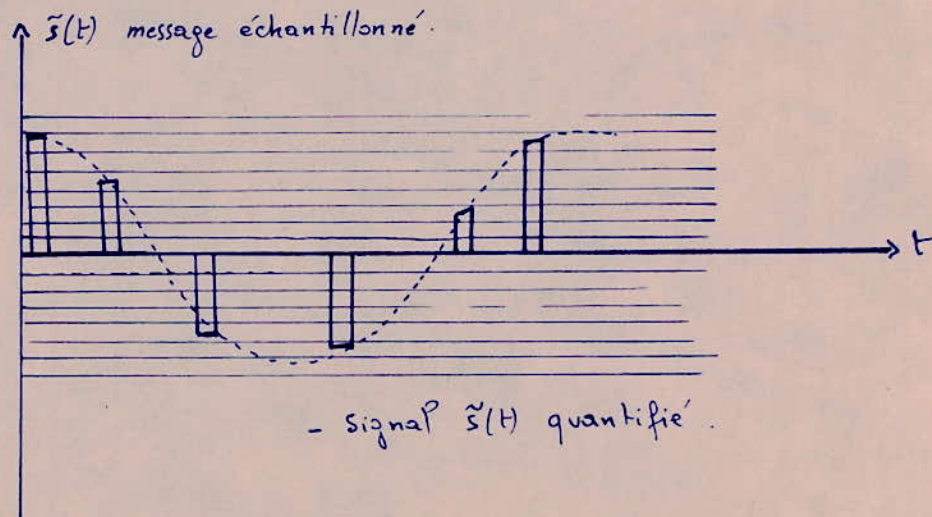
La transformation d'un signal analogique en un signal numérique fait toujours intervenir la quantification et le codage. Ces deux opérations sont effectuées bien entendu après l'échantillonnage.

Les valeurs du message échantillonné ne sont pas transmises telle qu'elles sont mais de manière approximative. Cette opération (approximation) consiste non pas en l'envoi du message échantillonné pouvant prendre n'importe quelle valeur aux instants d'échantillonnage mais d'un signal ne pouvant prendre que des valeurs discrètes à ces instants. Cette substitution permet la transmission codée du message.

### 1/ QUANTIFICATION :

a) Definition : d'opération qui consiste à diviser l'intervalle des échantillons en un ensemble de valeurs discrètes est appelée :

QUANTIFICATION.



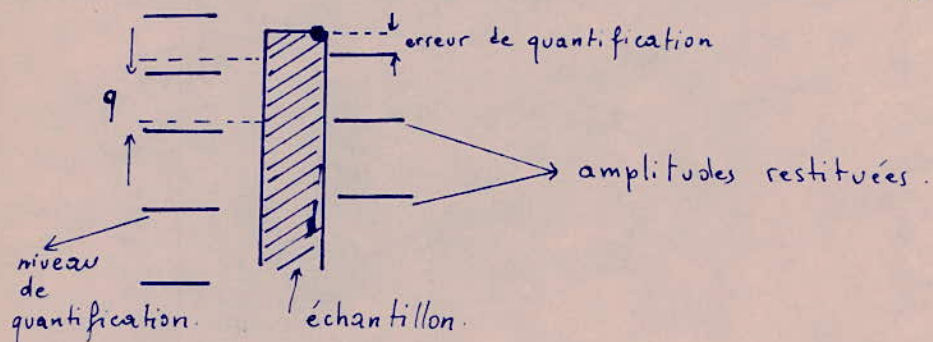


La quantification introduit un bruit appelé bruit de quantification

### b/ Bruit de quantification:

La substitution d'un message échantillonné par une approximation de celui-ci (message quantifié) implique nécessairement une perte d'information.

Après reconstitution du message à la réception, celui-ci diffère du message émis - l'erreur ainsi introduite est appelée : erreur ou bruit de quantification. Cette erreur dépend essentiellement de la caractéristique de quantification et du message émis : voir fig



- Illustration de l'erreur de quantification.

L'erreur dépend du procédé de quantification : quantification linéaire ou non linéaire.

### c/ Quantification linéaire ou uniforme :

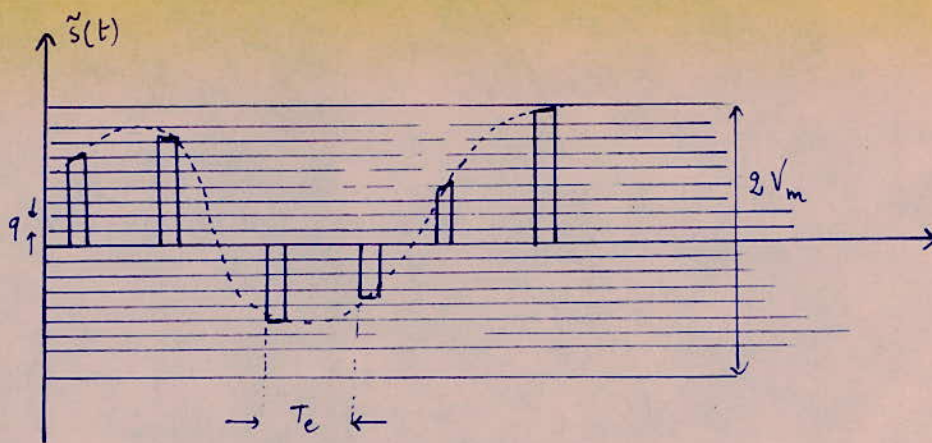
Nous supposons que les valeurs extrêmes de la distribution de l'amplitude des échantillons sont connues :  $\pm V_m$ .

Cette plage de  $2V_m$  est divisée en  $N$  niveaux équidistants : c'est la quantification linéaire. l'intervalle séparant deux niveaux successifs est  $q$  :

Soient :  $T_e$  : période d'échantillonnage

$$f_e = 2f_c = \frac{1}{T_e} = \text{fréquence d'échantillonnage}$$

$f_c$  = plus grande fréquence du spectre du message à transmettre.



- Quantification Uniforme -

$q = \frac{2V_m}{N}$  = largeur du quantum ou intervalle séparant deux niveaux successifs.

Nous déterminerons maintenant ce qu'est le bruit de quantification :

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s\left(\frac{n}{2f_c}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)}{2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)} \quad (1)$$

Appelons, dans la suite,  $s_q(t)$  le message quantifié : nous aurons :

$$s_q(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_q\left(\frac{n}{2f_c}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)}{2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)} \quad (2)$$

mais puisque les échantillons  $s_q\left(\frac{n}{2f_c}\right)$  diffèrent de  $s\left(\frac{n}{2f_c}\right)$  par la quantité  $\pm \frac{1}{2}q$  ce qui revient à écrire

$$s_q\left(\frac{n}{2f_c}\right) = s\left(\frac{n}{2f_c}\right) + \theta_k \cdot q \quad (3)$$

où  $\theta_k$  est une variable aléatoire pouvant prendre toutes les valeurs comprises entre  $-\frac{1}{2}$  et  $+\frac{1}{2}$ . Sa densité de probabilité est :

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

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

Et en tenant compte de la relation (3) la relation (2) peut s'écrire :

$$s_q(t) = \sum_n \left[ s\left(\frac{n}{2f_c}\right) + O_k q \right] \frac{\sin 2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)}{2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)} \quad (4)$$

En posant  $s_n(t) = \frac{\sin 2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)}{2\pi f_c \left(t - \frac{n}{2f_c}\right)}$  nous avons:

$$s_q(t) = \underbrace{\sum_n s\left(\frac{n}{2f_c}\right) \cdot s_n(t)}_{s(t)} + \underbrace{\sum_n O_k \cdot q \cdot \Delta_n(t)}_{e(t)}$$

$e(t) = q \sum_n O_k \Delta_n(t)$  est appelée erreur de quantification.

Nous avons donc  $s_q(t) = s(t) + e(t)$ .

La puissance moyenne du bruit de quantification est:

$$\overline{e^2(t)} = q^2 \cdot \frac{1}{12} = \frac{q^2}{12}$$

Déterminons maintenant le rapport  $S/B$  de quantification.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_q = \frac{\overline{s^2(t)}}{\overline{e^2(t)}} = \frac{12}{q^2} \cdot \overline{s^2(t)}$$

Or nous avons vu que  $q = \frac{2V_m}{N}$  d'où  $\left(\frac{S}{B}\right)_q = 3N^2 \frac{\overline{s^2(t)}}{V_m^2}$

En posant  $c^2 = \frac{V_m^2}{\overline{s^2(t)}}$  il vient  $\left(\frac{S}{B}\right)_q = \frac{3N^2}{c^2}$

Le rapport  $\left(\frac{S}{B}\right)_q$  est d'autant plus grand que  $c^2$  est faible. Or une faible valeur de  $c$  signifie que la valeur moyenne du signal est voisine de sa valeur de crête; ceci n'est pas vrai en pratique et le rapport  $\left(\frac{S}{B}\right)_q$  reste relativement faible. Mais on peut l'améliorer en minimisant  $q$  ce qui nous impose un plus grand nombre de niveaux.

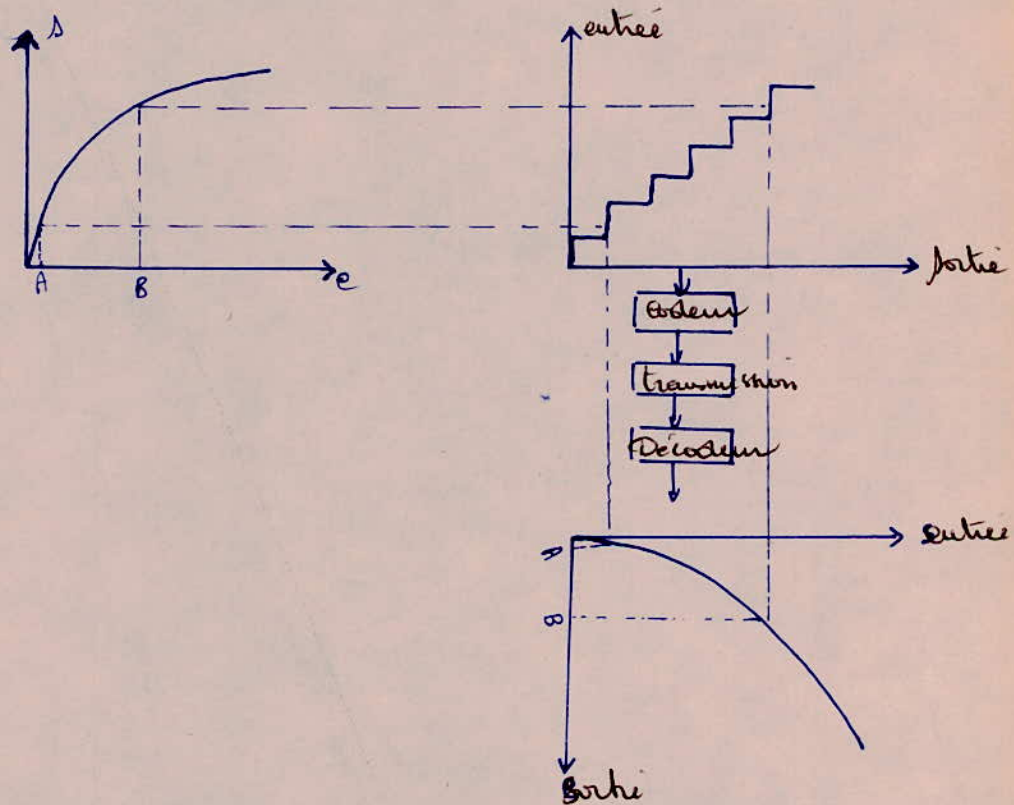
Enfin la quantification linéaire ne procure qu'un faible rapport  $\left(\frac{S}{B}\right)_q$ . Elle défavorise les faibles tensions: digits ou bits non équiprobables: c'est pourquoi on lui préfère la quantification non linéaire.

### d/ Quantification non linéaire ou logarithmique:

Elle consiste à diviser la plage des échantillons en niveaux suivant une loi non linéaire afin de réaliser des quantas petits aux niveaux faibles et plus grands aux niveaux forts. Cette opération est réalisée par un compresseur logarithmique : QUANTIFICATION LOGARITHMIQUE.

Après cela, le message comprimé subit une quantification linéaire et est acheminé vers le récepteur. A la réception, une expansion du signal permet la restitution du signal initial.

Les différentes opérations sont décrites par le schéma ci-dessous.



On utilise théoriquement deux lois de quantifications : loi  $\gamma$  et loi  $A$ .

- Loi A:

A la variable d'entrée  $s$ , il correspond une sortie  $m$  tel que :

$$m = \frac{As}{1 + \log A}$$

$$0 \leq \Delta \leq \frac{1}{A}$$

où  $A = 87,6$ .

$$m = \frac{1 + \log As}{1 + \log A}$$

$$\frac{1}{A} \leq \Delta \leq 1$$

$$s = \frac{V_e}{V_{em}} = \frac{\text{signal d'entrée}}{\text{signal d'entrée max.}}$$

$$m = \frac{V_s}{V_{sm}} = \frac{\text{signal de sortie}}{\text{signal de sortie max.}}$$

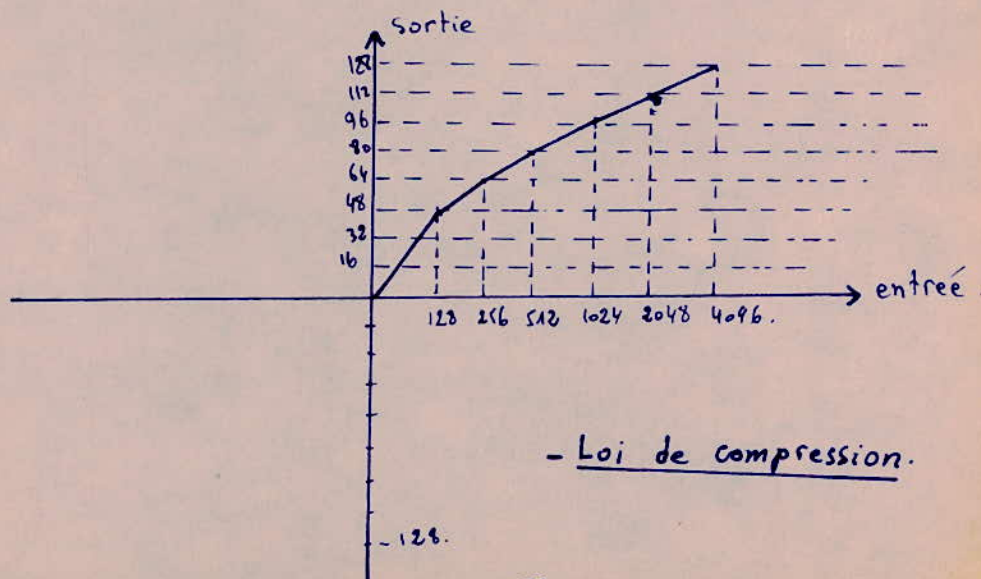
### - Loi $\gamma$ .

Au paramètre  $s$ , le quantificateur  $\gamma$  fait correspondre  $m$  défini par

$$m = \frac{\log(1 + \gamma s)}{\log(1 + \gamma)}$$

La loi de quantification pratiquement utilisée est celle qui consiste à approcher la courbe théorique par 13 segments de rapport de pente 2. (voir fig).

Dans les liaisons numériques par câbles à 300vies, le nombre de niveaux utilisés est égal à 128, ce qui correspond à 7 bits d'information :  $2^7 = 128$ .



- Loi de compression.

### e/ CONCLUSION:

En plus des erreurs de quantification, il se peut que le niveau signal soit en dehors des niveaux quantifiés, ce qui entraîne à la réception une erreur de lecture appelé bruit d'écrêtage ou de quantification.

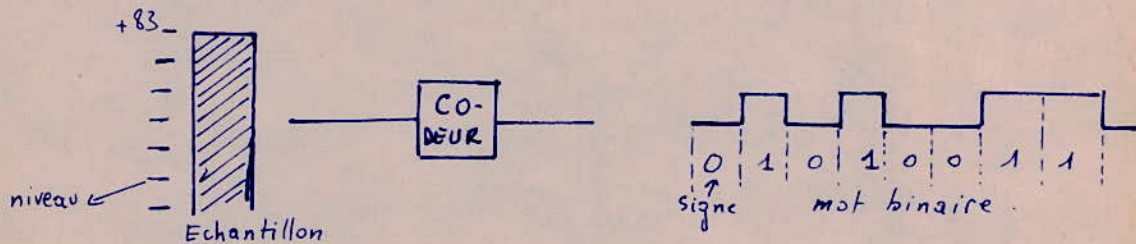
Ce bruit joue un rôle important dans la qualité de la transmission, il est donc indispensable d'y faire attention lors du calcul d'une liaison.

### 2/ CODAGE:

Nous définirons le codage comme étant la conversion des échantillons quantifiés en une suite binaire de  $n$  bits dont la valeur représente exactement le niveau de chaque échantillon. Dans notre cas  $N = 128$  niveaux ce qui entraîne  $2^n = 128 \Rightarrow n = 7$  bits.

des 7 bits permettent de définir chaque échantillon en valeur absolue. Il suffit de leur rajouter un bit supplémentaire donnant le signe pour qu'il soit entièrement défini.

Exemple:



Pratiquement avec huit bits d'information on obtient une qualité acceptable de la transmission téléphonique.

## MULTIPLÉXAGE

Le multiplexage consiste à faire transiter sur un seul support de transmission plusieurs communications en transformant l'ensemble des messages à transmettre en un message unique : message résultant. Ce dernier, porteur des informations issues de différentes voies, sera acheminé vers le récepteur où les opérations inverses ont lieu pour la séparation et la reconstitution des divers messages émis.

Pour pouvoir réaliser une transmission multiple, on utilise trois techniques différentes.

### 1/ Multiplexage en phase :

Il permet la transmission de deux messages - des deux messages modulent en amplitude deux signaux sinusoïdaux déphasés l'un de l'autre de  $90^\circ$ . Il est utilisé dans la transmission par F.H.N.

### 2/ Multiplexage en Fréquence :

Le multiplexage utilise des porteuses à différentes fréquences. Une voie à large bande écoule plusieurs messages échelonnés sur une bande de 4 KHz chacun - leur domaine d'utilisation sont les faisceaux Hertzien numériques.

### 3/ Multiplexage dans le temps :

Le multiplexage temporel est un procédé utilisant la combinaison de plusieurs signaux qu'on répartit dans le temps. On en tire un signal unique qui sera porteur de toutes les informations.

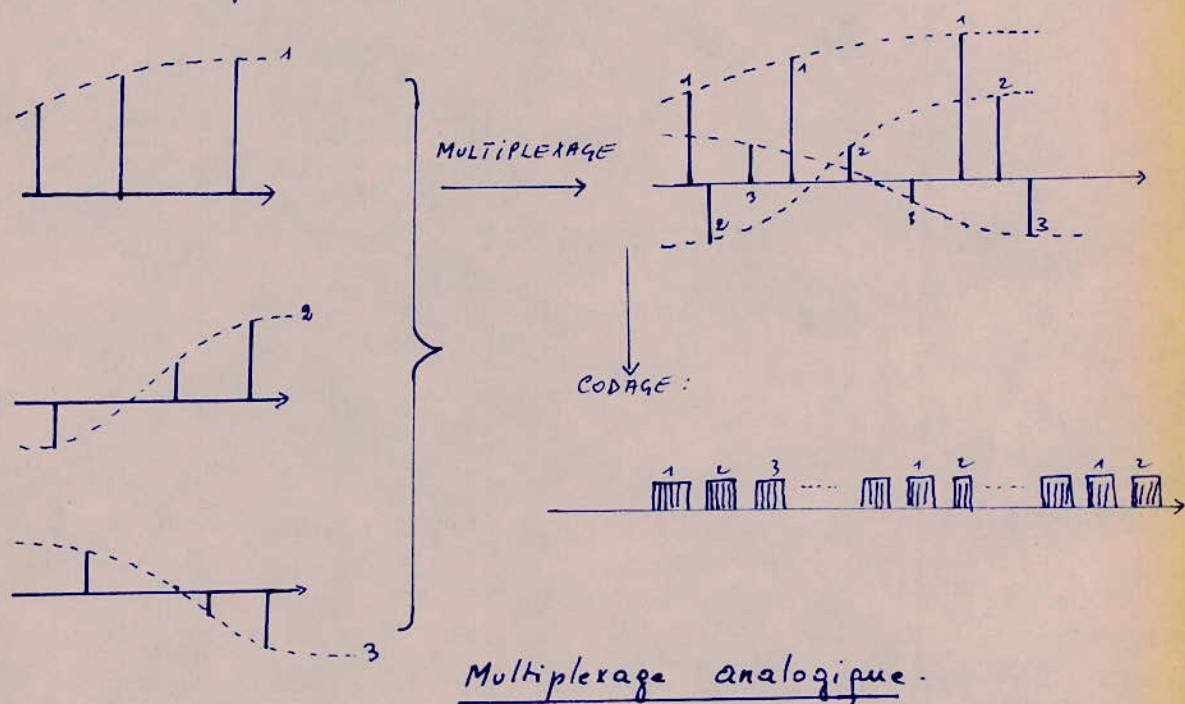
Dans le cas de la téléphonie, la période  $T_e$  d'échantillonnage est de 125  $\mu$ s. La durée de l'échantillon est choisie très petite par rapport à  $T_e$ . On dispose donc d'un temps mort en-

tre deux échantillons successifs. Cet intervalle de temps mort permettra l'entrelacement d'autres échantillons correspondant à d'autres voies téléphoniques : c'est le **Multipléxage temporel**.

Il y a deux manières d'effectuer le multipléxage : de multipléxage numérique et analogique.

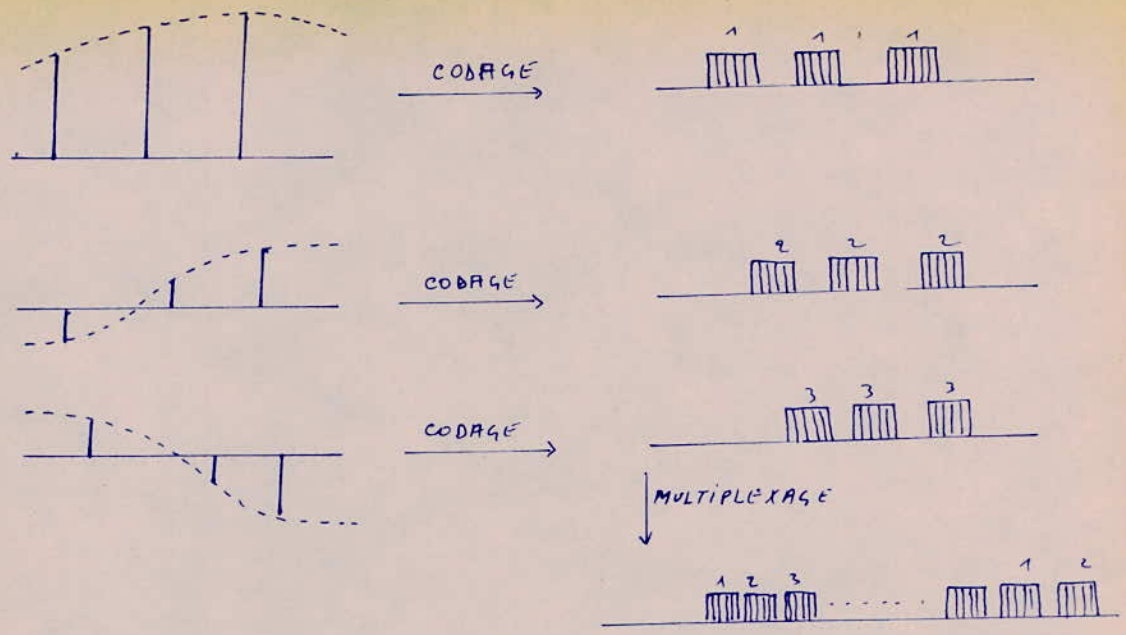
Le multipléxage analogique consiste à effectuer le multipléxage des échantillons qui seront ensuite numérisés. Le multipléxage correspondant utilise un seul codeur pour toutes les voies.

Par contre le multipléxage numérique effectue le codage de chaque voie avant le multipléxage des trains. Ce multipléx utilise un codeur pour chaque voie.



Tous les systèmes numériques utilisent la modulation par impulsions codées. On ajoute au train numérique résultant une référence de phase : verrouillage de trame qui détecte le début et la fin d'une trame à la réception.





Multiplexage numérique.

En conclusion, le signal numérique contient trois types d'informations:

- de contenu binaire équivalent.
- de signal de rythme correspondant
- Une référence de phase.

On se proposera d'étudier le multiplexage des signaux numériques

## MULTIPLICATION DES SIGNAUX NUMÉRIQUES.

### 1/ GENERALITÉS :

Dans un réseau de transmission numérique, l'élément de base est constitué par le multiplex du premier ordre qui a un débit de 2048 kbits/s. correspondant à une capacité de 30 voies téléphoniques. des signaux numériques qui ont ce débit peuvent être transmis directement sur des lignes (de 2 Mbit/s) sur des câbles à paires symétriques TNL1 ou par faisceaux Hertzien locaux FDH22.

Pour une utilisation de grande capacité, il est plus économique d'utiliser un grand débit (plus élevé que le 2 Mbit/s) à partir d'un multiplexage approprié des multiplex de base. Ainsi on peut obtenir un débit de l'ordre de 900 Mbit/s par la combinaison des systèmes TNL1. Les équipements utilisés pour réaliser ces opérations sont des équipements de multiplexage numérique. D'une façon plus générale, le multiplexage des signaux numériques c'est l'association successive de trains d'impulsions pour constituer un train numérique résultant d'ordre supérieur. Ce train comportant en plus de l'information correspondant aux voies téléphoniques, des informations de service (verrouillage, signalisation.)

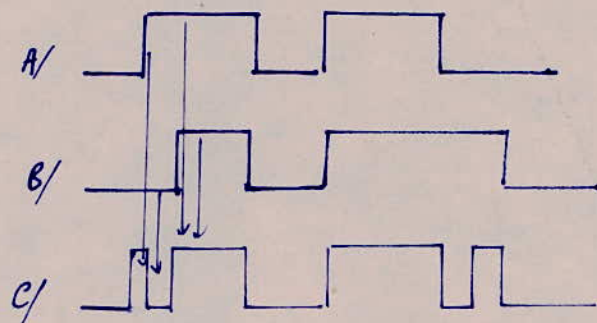
Le multiplexage s'effectue en général par entrelacement symbole par symbole de manière à constituer une trame par l'adjonction d'élément binaire de service.

Il existe deux façons de multiplexer un signal : le multiplexage synchrone ou asynchrone :

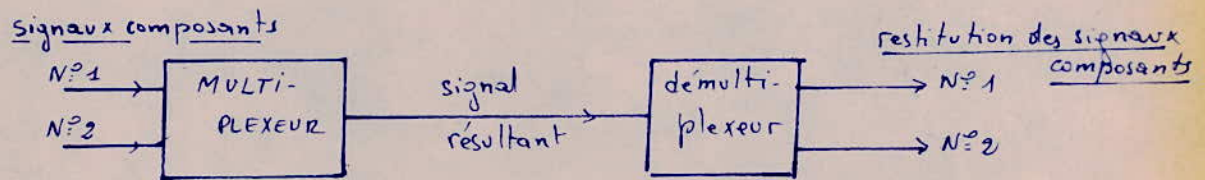
### 2/ Multiplexage synchrone :

On a déjà vu que dans la station réceptrice toutes les opérations

sont inversées pour restituer le message de chaque voie. Il est donc nécessaire de démultiplexer le signal à l'arrivée. Le démultiplexage doit aussi être synchrone pour que la restitution s'effectue sans ambiguïté. En effet le multiplexage synchrone est un moyen très simple pour effectuer le multiplexage. Le multiplexeur réalise le multiplexage par répartition dans le temps de  $N$  signaux numériques (signaux numériques composants) en un seul signal numérique de débit supérieur (signal résultant). Ainsi à chaque signal composant est alloué un intervalle de temps  $T = \frac{T}{N}$  environ. Les impulsions ainsi réduites en largeur sont ensuite entrelacées. C'est le multiplexage élémentaire binaire par élément binaire de  $N$  signaux synchrones :



Multiplexage de 2 signaux numériques  
(Élément binaire par élément binaire)



A/ signal composant N°1 de rythme  $f$

B/ signal composant N°2 de rythme  $f$

C/ signal résultant.

À la réception le démultiplexeur réalise les opérations inverses. Pour

Pour qu'il puisse identifier dans le signal résultant les éléments binaires relatifs à chaque signal composant, il doit disposer d'une référence: c'est le signal de verrouillage de Trame (VT). Le signal (VT) est transmis une fois par trame, sa période est donc une trame. C'est la raison pour laquelle on aura:

$$T < \frac{t}{N} \quad \text{ou} \quad F = \frac{1}{T} > Nf.$$

Le multiplexage peut aussi être réalisé par entrelacement de groupes d'éléments binaires ou intervalle de temps par intervalle de temps.

Le Multiplexage synchrone est difficile à réaliser, car cela suppose la mise en synchronisme de toutes les horloges de la chaîne de transmission.

### 3/ Multiplexage asynchrone:

Dans ce type de multiplexage, les différents signaux composants ne sont pas alignés sur un même débit. Pour pallier cet inconvénient, on utilise le procédé de justification qui permet leur alignement.

La justification est l'opération qui sert à modifier le débit d'un signal numérique de manière qu'il puisse s'accomoder d'un débit différent sans qu'il y ait perte d'information.

Il existe deux sortes de justification: la justification positive et la justification positive-négative.

#### a/ Justification positive:

des horloges des signaux composants sont indépendantes mais elles sont plésiochrones: elles ont une même fréquence nominale et les variations autour de cette fréquence sont comprises entre des limites bien spécifiées. Avant le multiplexage temporel il est nécessaire de les rendre synchrones entre elles. Le procédé utilisé au niveau

mondial consiste à aligner chaque signal à un débit légèrement supérieur à son débit nominal et de combler la différence par des éléments binaires de justification (bourrage). Ce procédé de synchronisation est appelé : multiplexage par justification positive.

Le démultiplexeur, en plus des fonctions de démultiplexage, doit reconnaître les éléments binaires de justification propres à chaque signal composant afin de le restituer correctement. Ces éléments binaires ont une position bien déterminée dans la trame, on les appelle : éléments binaires D'INDICATION DE JUSTIFICATION (au minimum un élément binaire par trame et par signal<sup>o</sup> composant).

#### Remarque :

- d'intervalle de temps qui sépare deux indications de justification est appelé : SECTEUR.

- lorsque l'élément binaire de justification existe, il occupe le premier élément binaire d'un signal composant juste après le dernier élément binaire d'indication de justification. lorsqu'il n'existe pas sa place est occupée par un élément binaire d'information.

Dans chaque trame, on réserve en général quelques éléments binaires pour l'exploitation : ÉLÉMENTS BINAIRES DE SERVICE.

#### b/ Justification positive-négative :

Elle permet l'alignement de l'horloge de synchronisation sur le débit nominal du signal composant. En fonction de  $F_e$  (débit nominal) et  $F_s$  ( ) il peut y avoir justification positive, justification négative ou pas de justification.

Son principe est le suivant :

- justification négative : Un élément binaire prend la place d'un élément binaire d'insertion systématique prévu à cet effet.

- Justification positive : un élément de justification prend la

place d'un élément binaire d'information.

des éléments binaires d'indication de justification doivent pouvoir indiquer trois positions possibles, leur nombre est au moins égal à deux par signal composant et par trame.

#### 4/ FORMATION DE LA TRAME ET DE LA MULTITRAME:

En téléphonie, le spectre du signal à transmettre (parole) s'étale de 300 à 3400 Hz. Or conformément au théorème de SHANNON la période d'échantillonnage est choisie d'après l'inégalité  $T \leq \frac{1}{2f_{\max}}$  ( $T = 125 \mu s$ ). Mais la durée  $\tau$  de l'échantillon est choisie très faible par rapport à la période d'échantillonnage. Comme la transmission de la voie n'a lieu que pendant la durée de l'échantillon, il apparaît alors naturel de mettre à profit cet espace temporel libre (représentant  $T - \tau$ ) pour la transmission d'autres échantillons, donc d'autres voies téléphoniques. Dans le cas de notre étude, qui se limite à l'étude de la transmission numérique par câble utilisant l'équipement MIC d'un réseau de  $(30+2)$  voies, on définira ce qu'est la trame.

##### a) Structure de la trame:

La période  $T$  qui est la durée d'une trame est divisée en plusieurs intervalles de temps  $IT_i$  ( $i=0, 1, \dots, 29$ ). Chacun d'eux est destiné à la transmission d'une voie téléphonique.

Mais afin de permettre à la réception la détection de la suite des messages, il est nécessaire de connaître le début et la fin de chaque trame. A cet effet, un 31<sup>ème</sup> intervalle de temps contenant le mot de "verouillage" est ajouté au début de chaque trame paire ( $IT_0$ ) pour assurer la synchronisation du système. Dans les

trames impaires, où il n'y a pas de transmission du mot de verrouillage, les digits sont utilisés pour la signalisation. Un 32<sup>ème</sup> intervalle, affecté à la transmission des informations de signalisation, occupe l'intervalle de temps  $IT_{16}$  de chaque trame.

le nombre d'éléments binaires par intervalle de temps de voie est 8 (n° de 1 à 8)

le nombre d'intervalles de temps de voie par trame est 32 numérotés de 0 à 31.

des intervalles de temps 1 - 15 et 17 - 31 sont affectés à 30 voies téléphoniques numérotés de 0 à 29.

des éléments binaires contenus dans  $IT_0$  sont les suivants :

- Si  $IT_0$  contient le VT (verrouillage de trame pour trames impaires)

1	2	3	4	5	6	7	8
Element binaire de réserve internationale		signal de VT					
1	0	0	1	1	0	1	1

- Si  $IT_0$  ne contient pas le VT :

1	2	3	4	5	6	7	8
Element binaire de réserve internationale		Transmission d'alarme		Transmission d'alarme		Eléments binaires de réserve internationale	
1	1			1	1	1	1

le signal de VT contient 7 éléments binaires: 0011011.

- Perte et récupération du signal de VT :

Le VT est supposé perdu si trois signaux consécutifs de VT sont reçus avec erreur.

dorsque le VT est perdu, l'automatisme de reprise de VT est repris lorsqu'il aura constaté :

- Une première fois la présence du signal de verouillage juste.
- d'absence du signal de verouillage dans la trame suivante
- Une deuxième fois la présence du signal de VT juste dans la trame suivante.

La signalisation permet l'aiguillage des communications à travers les réseaux de transmission. On utilise quatre digits pour signaler une voie donc deux voies sont signalées dans chaque trame.

### b/ Structure de la multitrame :

Pour transmettre la signalisation de toutes les voies il en faut 16 trames (multitrame). la durée d'une multitrame est de  $16 \times 125 \mu s = 2 ms$ . Elle comprend les  $IT_{16}$  de 16 trames consécutives numérotées de 0 à 15.

le signal de verouillage de multitrame occupe les quatre premiers éléments binaires de l' $IT_{16}$  de la trame 0 ( $\overset{1}{0} \overset{2}{0} \overset{3}{0} \overset{4}{0}$ ).

des éléments binaires de la multitrame sont affectés de la façon suivante -

$IT_{16}$ de la trame 0	$IT_{16}$ de la trame 1		$IT_{16}$ de la trame 15	
	a b c d	a b c d	a b c d	a b c d
0 0 0 0 x y x x	voie 1	voie 16	voie 15	voie 30

x est l'élément binaire de réserve fixé à 1

y : élément binaire de perte de verouillage de multitrame.



### - Perte et récupération du signal de verouillage de multitrame.

Le verouillage de multitrame est considéré perdu quand deux signaux consécutifs de verouillage de Multitrame sont reçus avec erreur - le verouillage est considéré repris dès qu'on aurait détecté un premier signal de verouillage de Multitrame juste.

CONCLUSION: A la réception il faut reconstituer la trame et la multitrame - Après le mot de verouillage le signal d'information est découpé en groupe de huit digits, chacun est affecté à sa voie correspondante. Il en est de même pour la trame et la multitrame. Toutes ces opérations sont effectuées par des bases de temps synchronisées sur l'horloge d'émission.

### Multiplexage d'ordre supérieur :

Le multiplexage Mic à  $(30+2)$  voies qui est dénommé système multiplex d'ordre 1 (TN1) forme le système de base du multiplexage dans tous les réseaux de communications. Un système multiplex d'ordre supérieur peut être obtenu par le groupement de plusieurs Multiplex d'ordre 1 (TN1).

#### a) Multiplexage temporel TN1

C'est le système de base de tout multiplex temporel. Il permet le multiplexage de 30 voies téléphoniques en plus des 2 voies affectées au verouillage de trame et à la signalisation. Dans ce système chaque voie est représentée par huit éléments binaires. Donc pour transmettre une voie téléphonique on a besoin d'un débit de :

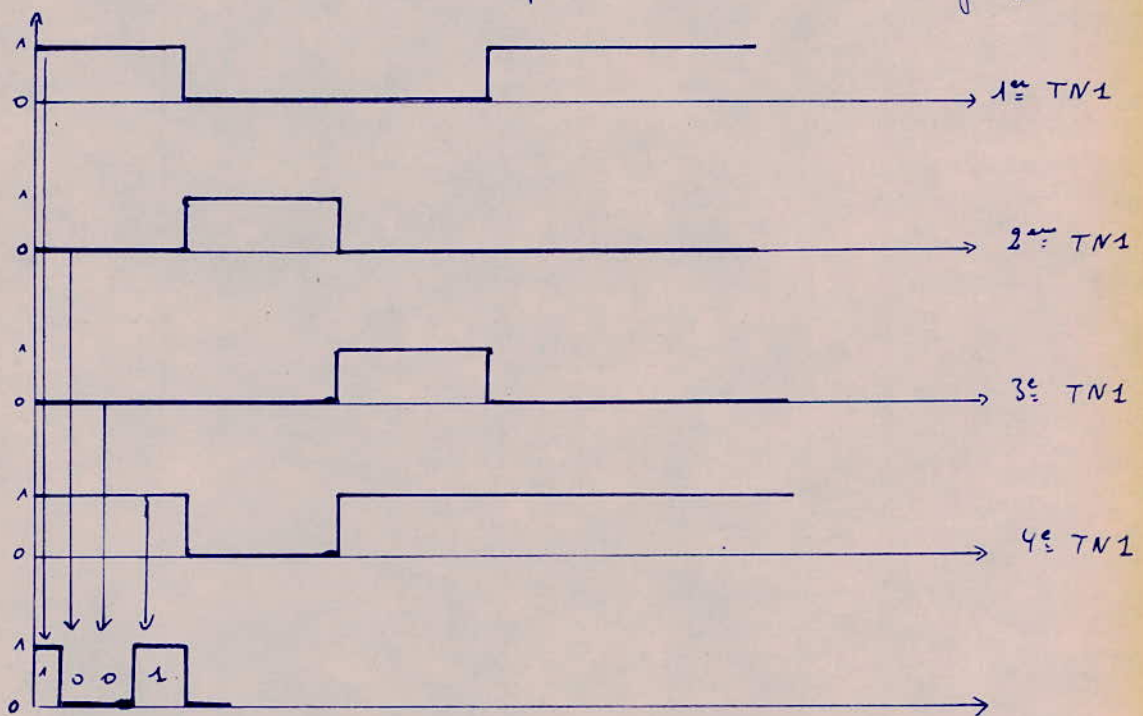
$8000 \times 8 = 64 \text{ kbits/s}$ . Donc pour la transmission de 32 voies il en faut  $64 \times 32 = 2048 \text{ kbits/s}$ .

2048 kbits/s étant le débit numérique du type TN1.

### b/ Multiplexage temporel d'ordre 2: (TN2)

Le TN2 est obtenu par multiplexage de 4 TN1. Il permet de véhiculer 120 voies ( $4 \times 30$ ) avec un débit binaire de 8448 kbits/s.

Le schéma suivant montre un exemple d'entrelacement de groupes TN1.



### c/ Multiplex temporel TN3:

Il s'obtient par multiplexage de 6 trains numériques de 8 Mbits/s chacun. Il permet de véhiculer  $6 \times 120 = 720$  voies avec un débit résultant de 58 Mbits/s.

## 6/ HIERARCHIE NUMERIQUE:

On présentera ici les éléments de constitution du réseau numérique et plus particulièrement les réseaux d'extrémités. Ces réseaux comprennent des sources d'information (fournissant les signaux mis sous forme numérique) et des équipements de multiplexage numérique. Ils correspondent à une hiérarchie numérique qu'il faut définir.

L'organisation hiérarchique du réseau dispose d'un autre type d'équipements d'extrémités: ce sont les équipements de multiplexage numérique qui combinent plusieurs signaux numériques d'ordre donné en un signal d'ordre supérieur.

La hiérarchie actuellement définie est la suivante:

- premier ordre: 2048 kbits/s (2 Mbits/s)
- deuxième ordre: 8448 kbits/s (8 Mbits/s)
- ordre suivant: 139264 kbits/s via 34368 kbits/s (140 Mbits/s).

En outre cette hiérarchie possède les remarques suivantes:

- les équipements de multiplexage numérique actuels fonctionnent de manière pléiochrone avec justification positive.

- la constitution de la trame à 140 Mbits/s résulte du multiplex de 4 signaux à 34 Mbits/s, chacun d'eux résultant lui-même du multiplex de 4 signaux numériques à 8 Mbits/s (soit 16 signaux numériques à 8 Mbits/s).

Un multiplex 8-140 Mbits/s réalise le multiplexage de 16 signaux numériques à 8 Mbits/s (TNM 8-140).

- Il est possible de penser à l'ordre "0" (correspondant au débit de la voie téléphonique) avec un débit de 64 kbits/s. Le multiplexage de 64 à 2048 kbits/s se fait de manière synchrone.

$$f_c = 2f_c \quad (f_c = 4000 \text{ Hz}) \Rightarrow \text{dans une trame il y a } (2 \times 4000) \times 8 = 64 \text{ kbits/s (pour une voie).}$$

$$\text{Pour 32 voies} \Rightarrow 32 \times 64 = 2048 \text{ kbits/s.}$$

### a/ Définition de la hiérarchie numérique:

Les critères qu'on prend en considération lors de la détermination d'une hiérarchie sont:

- Les unités d'exploitation (réseau numérique)

La notion d'unité d'exploitation est reliée au service téléphonique qui est le service prédominant du réseau (téléphonique) de télécommunication.

Le réseau numérique comporte :

- Un multiplex MIC du 1<sup>er</sup> ordre à 30 voies, à 2048 kbit/s, servant à la constitution des ensembles de base de voies téléphoniques ; il correspond à la transmission dans les réseaux locaux ou régionaux.
- Un multiplex numérique du deuxième ordre à 8448 kbit/s qui assemble 120 voies téléphoniques par multiplexage de 4 signaux numériques à 2048 kbit/s. Il correspond aux échanges entre le réseau régional et national.
- Un multiplex numérique à 139264 kbit/s qui groupe 1920 voies et correspond, dans le réseau national, aux échanges sur les artères de transmission importante.

- La ligne de transmission :

Il n'est pas nécessaire que la capacité de transmission d'une ligne corresponde à l'un des ordres hiérarchiques, il suffit seulement que le plan de multiplexage soit constitué à partir de ces ordres. Par contre les interconnexions entre lignes se font suivant l'un des ordres hiérarchiques.

On a développé un système de ligne de transmission numérique à 52 Mbit/s associé à un multiplexeur 8-52 (TVM 8-52) qui combine 6 signaux numériques à 8 Mbit/s (le support étant un câble coaxial ou un faisceau Hertzien).

Un tableau récapitulatif de la hiérarchie numérique sera donné par la figure 1 suivante.

Dans ce tableau le nombre de voies est de 120 quand on utilise la signalisation voie par voie mais il est de 128 voies dans le cas de la signalisation par canal sémaphore.

b/ Conclusion :

Les sources d'information et les multiplex numériques constituent les équipements d'extrémités du réseau numérique.

ORDRE	Debit binaire en KBits/s	Equipement de multi- plexage TIC . Nbre de Voies	Equipement de multiplexage numérique . Nombre de signaux de l'ordre inférieur	Liaison spécialisée entre autocommutateurs Nombre de voies .
ZERO	64	1 (non réalisée)	(N voies de données)	
1	2048	30	(30 voies de données à 64 kbits/s)	30 ou 31 .
2	8448	120 ou 128	4	120 ou 128
Etape intermé- diaire	34 368		4	
Suivant	139 264		16 = 4 x 4 .	

fig 1: TABLEAU RECAPITULATIF DE LA HIERARCHIE NUMERIQUE

## CODE EN LIGNE - CODE A LA JONCTION

### 1/ INTRODUCTION:

Dans les chapitres précédents nous avons étudié le traitement de l'information. L'information analogique de départ se trouve entièrement convertie en un message numérique après les opérations suivantes : échantillonnage quantification et codage. Le message numérique est une suite d'impulsions de valeur "0" ou "1" sous la forme binaire : c'est le train numérique binaire. Le train numérique binaire n'est pas directement envoyé sur câbles, mais doit auparavant être transcodé. Ce qui nous impose cette opération va être décrit ci-dessus.

### 2/ NECESSITÉS d'un transcodage:

Le train numérique binaire n'est pas directement envoyé sur câbles, mais doit auparavant être transcodé -

#### a/ Composante continue BF:

Les répéteurs régénérateurs de la ligne sont téléalimentés en courant continu qui emprunte le même support que le signal numérique émis. Donc on a tout intérêt pour que ce signal ne comporte pas de composante continue ou le moins possible, sinon la séparation de celui-ci du courant de TéléAlimentation ne peut s'effectuer. Les composantes BF sont aussi mal transmises par tout milieu comportant des amplis, par conséquent on ne peut envoyer directement en ligne le train numérique binaire qui comporte une composante continue et beaucoup d'énergie en BF.

#### b/ Récupération du rythme d'horloge:

En ligne, les répéteurs amplifient le signal, le corrigent et le testent à des instants régulièrement espacés à un rythme égale au rythme de l'horloge d'émission [2,048 Mbits/s] il faut donc une récupération de rythme. Pour cela il faut que le signal ne comporte pas une longue séquence de "0" ni de "1".

#### c/ Redondance du signal:

Le signal émis doit être suffisamment redondant pour permettre l'entrelacement d'un supplément d'information. Ce supplément d'information permet la synchronisation, la signalisation et la détection des erreurs de viols.

#### d/ Réduction de la durée des impulsions:

La durée des impulsions est réduite de 50% pour réduire les interférences entre les queues des impulsions dues à l'effet intégrateur de la ligne. On obtient ce qu'on appelle un code RZ (retour à zéro).

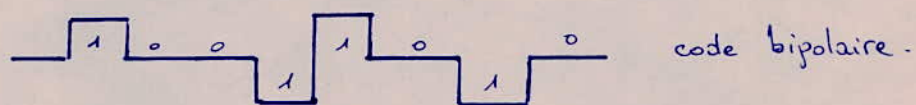
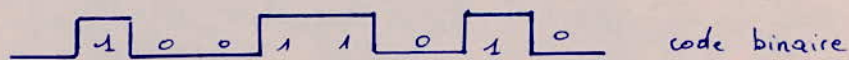
Toutes ces nécessités nous conduisent à l'étude d'un code en ligne. Les codes les plus utilisés pour la transmission numérique sur câbles sont: le code bipolaire (AMI) et le code HDB<sub>n</sub>.

#### 3/ Code BIPOLAIRE

C'est un code à 3 niveaux (+1, 0, -1)

- Le "1" binaire est alternativement représenté par +U et -U.
- Le "0" binaire est représenté par l'absence du signal.

EXEMPLE:



Dans ce code des erreurs simples peuvent être détectées dès que deux impulsions consécutives reçues ont même polarité.

Ce code a deux inconvénients:

- Il a une plus grande redondance que celle qui est nécessaire (on emploie un niveau qui ne comporte pas d'information).
- La densité d'impulsion est très basse, donc la récupération de rythme n'est pas toujours possible.
- La faible densité d'impulsion ne permet pas en général la récupération de rythme au niveau des répéteurs. En effet rien n'empêche l'envoi en ligne d'une longue suite de "0", on y remédie à cela en inversant les bits pairs à la sortie du codeur [cas TNA]. Ce code permet la détection des erreurs mais ne permet pas leur correction.

#### 4/ Code HDB<sub>n</sub> (Haute Densité Bipolaire)

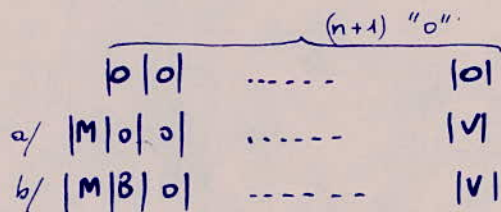
a/ Definition:

Ces sont des codes dérivés des codes bipolaires à l'exception que le  $HDB_n$  ne laisse passer aucune séquence de plus de  $n$  éléments de signal nuls. La densité d'impulsions étant alors contrôlée, il permet donc la récupération du rythme d'horloge dans les répéteurs. C'est pour cela que le code  $HDB_n$  est préféré au code bipolaire.

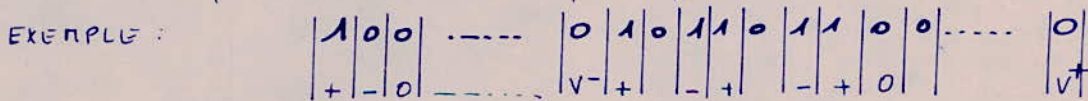
### a/Règle de Formation:

Tant que le message binaire à transmettre ne comprend pas de séquences de plus de  $n$  "0" consécutifs, le code est identique au code Bipolaire. Toute séquence de  $(n+1)$  "0" est modifiée dès qu'elle se présente.

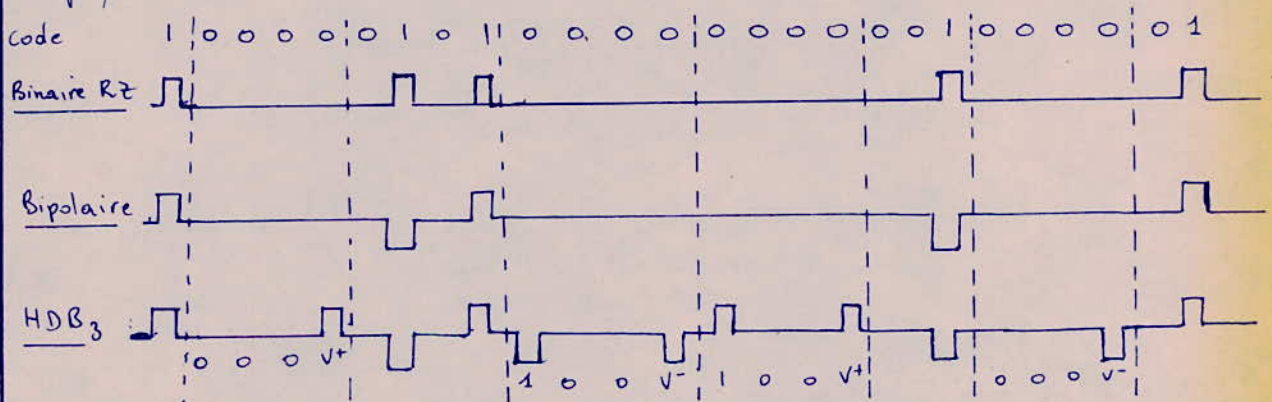
Cette modification a lieu sous deux formes:



- Le dernier "0" est directement remplacé par un viol  $V$
- Les  $n-1$  "0" qui précèdent le viol restent des "0".
- Le premier "0" de la séquence devient  $B$  ou reste un "0" suivant le cas, de telle sorte que deux viols consécutifs respectent la bipolarité.



Expliquons ceci sur un exemple de code  $HDB_n$ ; le code  $HDB_3$ .



Autre explication de la règle de formation:

- Le  $(n+1)^{\text{ème}}$  zéro est remplacé par une impulsion (il ne peut subsister que



n zéros consécutifs). Cette impulsion sera supprimée à la réception (tout en la différenciant des impulsions normales). Emise avec la même polarité que l'impulsion qui la précède donc en viol de bipolarité.

- Tous les éléments binaires restent des zéros sauf le 1<sup>er</sup> et le dernier "0".

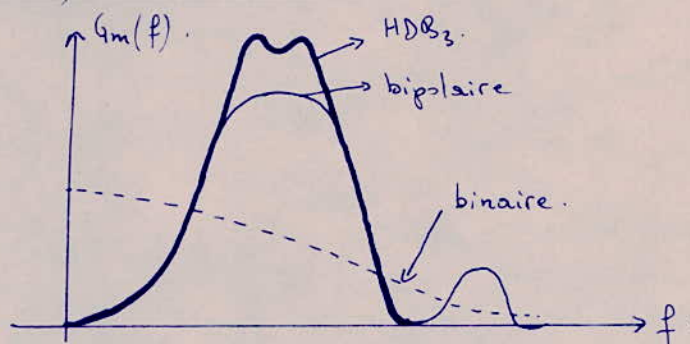
- Le 1<sup>er</sup> est soit un zéro soit un "1" émis en bipolaire normal

En pratique il suffit de compter le nbre de "1" qui séparent deux intervalles consécutifs de remplissage. Si ce nombre est pair ou nul, la séquence commence par un "1", si ce nbre est impair, elle commence par zéro.

En pratique le code utilisé est le HDB<sub>3</sub>. Dérivé du code HDB<sub>n</sub>, le HDB<sub>3</sub> ne permet pas le passage d'une séquence de plus de 3 zéros.

Le code HDB<sub>3</sub> est le seul code en ligne retenu pour tous les systèmes numériques sur câbles de débit compris entre 2 et 52 Mbit/s.

### b/ Spectres de Puissance des codes :



Une comparaison des trois spectres de puissance montre que le code HDB<sub>3</sub> possède les avantages du code bipolaire à savoir la réduction de la bande de fréquence utile et l'absence d'énergie en continu. La densité spectrale d'un train numérique de code HDB<sub>3</sub> est peu différente de celle d'un train bipolaire, il y a peu de composantes en BF mais le maximum d'énergie reste voisin de la demi-fréquence de rythme.

Les impulsions de remplissage seront effacées à l'autre extrémité de la liaison. La détection des viols de bipolarité autre que les viols de remplissage assure le contrôle de la qualité de la liaison (taux d'erreur).

### c/ DETECTION des ERREURS sur un train numérique de code HDB<sub>3</sub>:

- Une erreur isolée (flèche) fait apparaître un viol de bipolarité ne respectant pas l'alternance des viols.
- L'impulsion entourée viole la bipolarité et a même signe que le viol précédent. De même le code HDB<sub>3</sub> permet la détection des erreurs mais ne permet pas leur correction. (voir fig 5).

### d/ Décodage du signal HDB<sub>3</sub>.

A la réception les opérations de décodage ont lieu. Le décodage permet la détection des viols en comparant le signe de celui-ci à la même impulsion précédente. Si le signe est le même alors il y a viol et l'impulsion est décodée comme un "0" sinon c'est un "1".

Comme nous l'avons indiqué avant, en pratique il suffit de compter le nombre de "1" qui séparent 2 intervalles de remplissage consécutifs. Si ce nombre est pair ou nul, la séquence commence par un "1", si ce nombre est impair, elle commence par "0".

### 5/ Code à la jonction:

Le code à la jonction devant pouvoir être régénéré, pour limiter la longueur du câble de jonction (limiter l'affaiblissement). Il doit aussi transporter l'information de rythme.

### 6/ Conclusion:

- Le code bipolaire (code en ligne à 3 niveaux) ne permet pas la récupération de rythme dans tous les cas (succession de digits de même valeur).
- Le code HDB<sub>3</sub>, dérivé du code bipolaire est le code retenu pour tous les systèmes numériques sur câbles de débit compris entre 2 et 52 Mbits/s. Il détecte les erreurs malgré l'envoi d'une longue suite de "zero".

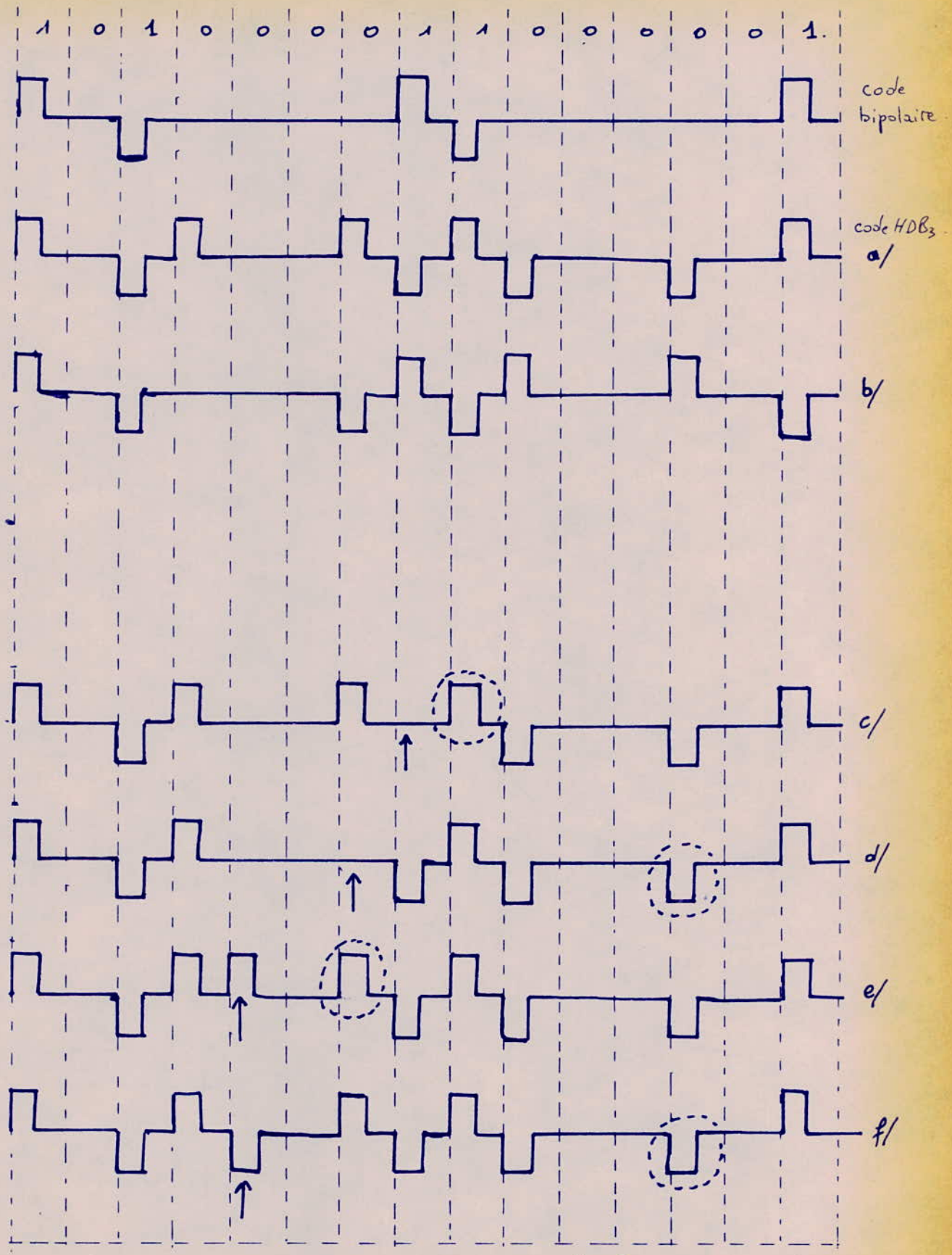


fig 5.

a/ : Code HDB<sub>3</sub> : si le viol précédent était négatif.

b/ : code HDB<sub>3</sub> : si le viol précédent était positif.

Effet d'une erreur isolée dans le cas où le viol précédent était négatif.

c/ ; d/ : apparition d'une impulsion.

e/ ; f/ : disparition d'une impulsion.

# equipements MIC

## I CIRCUIT D'ECHANTILLONNAGE ET DE MAINTIEN

- 1/ INTRODUCTION
- 2/ Fonctionnement d'un échantillonneur idéal.
- 3/ Exemple de circuit d'échantillonnage

## II CONVERTISSEURS Analogique - Numérique (A/N) et N/A.

- 1/ INTRODUCTION
- 2/ CONVERTISSEUR A/N.
  - a/ Définition.
  - b/ Exemple de CAN.
  - c/ Fonctionnement.
- 3/ CONVERTISSEUR N/A.
  - a/ Définition
  - b/ CONSTITUTION
  - c/ Principe de la pondération.

## III MULTIPLEXEUR.

- 1/ Introduction
- 2/ Base de temps
- 3/ Découpe fonctionnelle du multiplexeur
- 4/ Découpe fonctionnelle du démultiplexeur
- 5/ Autres fonctions du multiplexeur.
- 6/ CONCLUSION.

## IV TRANSCODEUR.

## I CIRCUIT D'ECHANTILLONNAGE ET DE MAINTIEN:

### 1/ INTRODUCTION:

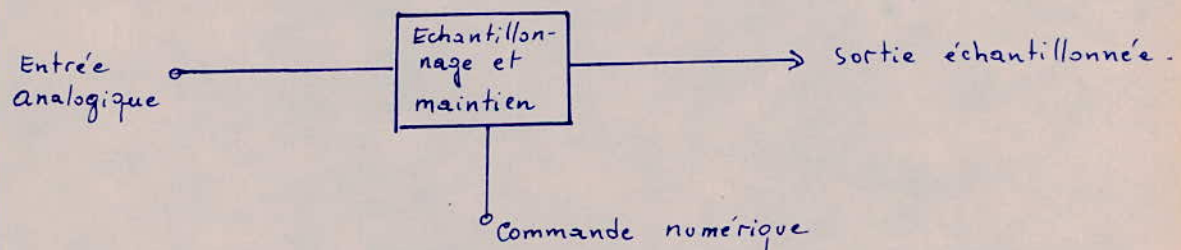
La conversion d'un échantillon nécessite un certain temps, et il est indispensable que le signal ne varie pas pendant cette opération. Il est donc nécessaire que l'amplitude de l'échantillon reste constante pendant toute la durée de conversion.

Un circuit de maintien placé après l'échantillonneur est utilisé à ce but. Généralement ce circuit est constitué d'un condensateur que la charge a la valeur de l'échantillon.

Les opérations d'échantillonnage du signal analogique et de maintien de l'échantillon sont nécessaires dans toutes les opérations de conversion.

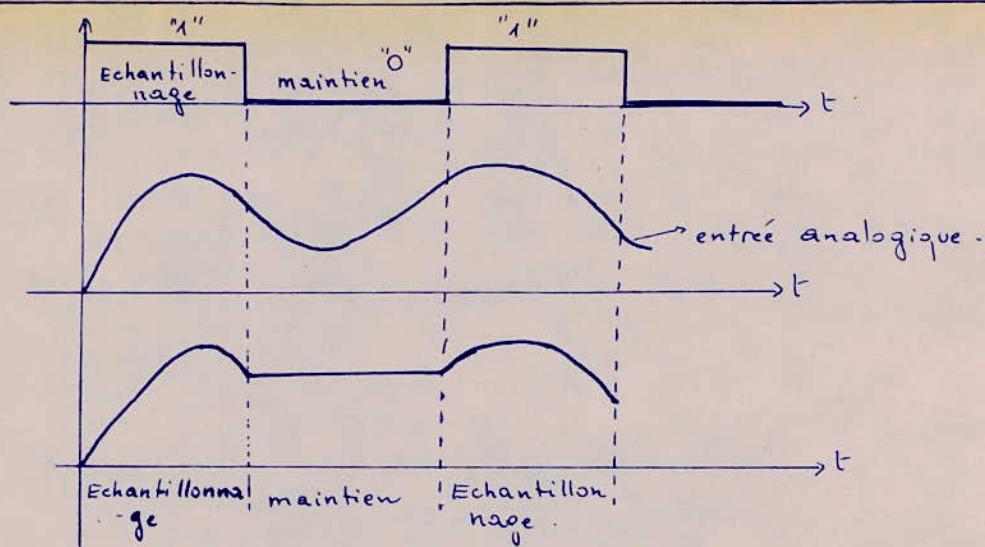
### 2/ FONCTIONNEMENT D'UN ECHANTILLONNEUR IDEAL:

Le système travaille en deux temps: l'échantillonnage et le maintien. Le passage de l'un à l'autre des deux états s'effectue à l'aide d'une commande numérique.



Dans le signal de commande numérique, l'échantillonnage s'effectue pendant l'état "1" du signal de commande et le maintien s'effectue à l'état "0".

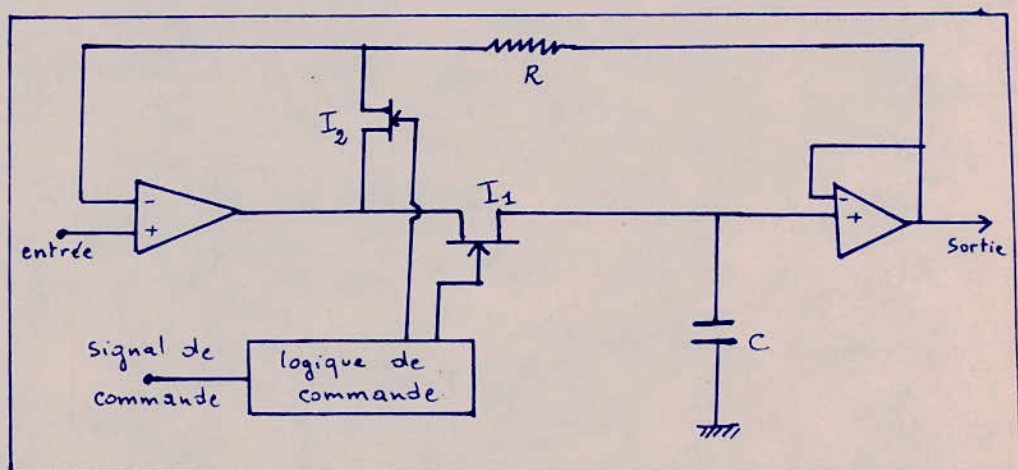
A la sortie échantillonnée, le signal est reproduit d'une façon analogue au signal d'entrée pendant l'échantillonnage correspondant à l'état "1" de la commande numérique. Tandis que pour l'état "0", le signal de sortie est maintenu égal à sa dernière valeur pendant toute la durée du maintien. (voir fig).



de circuit de base d'un échantillonneur avec maintien comprend tout d'abord un commutateur analogique jouant le rôle d'interrupteur, il est commandé par le signal de commande ; un condensateur qui maintient le signal de sortie pendant le niveau logique "0" de la commande et un amplificateur opérationnel pour isoler le condensateur de maintien de la charge. Un tel circuit d'échantillonnage est idéal lorsque les temps de commutation sont nuls. Dans la réalité il n'en est pas ainsi et il faut définir la grandeur des erreurs possibles dus à ces circuits.

### 3/ Exemple de circuit d'échantillonnage :

On utilise un montage simple d'échantillonnage :



Il est composé essentiellement de deux amplificateurs  $A_1$  et  $A_2$  opérationnels à faible courant de polarisation, un condensateur (C) de maintien et deux interrupteurs ( $I_1$  et  $I_2$ ) utilisant des transistors à effet de champ (TEC) de la technologie MOS.

Ce système a un gain unité et fonctionne comme système suiveur. Dans le mode échantillonnage, le circuit de commande ouvre l'interrupteur  $I_2$  et ferme  $I_1$ . La tension d'entrée est égale à la tension de sortie, pendant ce temps le condensateur C se charge grâce au courant de sortie de l'amplificateur  $A_1$ . Le signal d'entrée est reproduit intégralement à la sortie. Dans le mode de maintien correspondant à l'état suivant du système de commande qui ferme  $I_2$  et ouvre  $I_1$ . Le condensateur chargé reste dans cet état car il ne peut se décharger : d'une part  $I_1$  est ouvert et d'autre part l'impédance d'entrée de l'ampli opérationnel grande. La fermeture de  $I_2$  empêche la saturation de  $A_1$ . Dans cette position la résistance R limite le courant qui passe entre les deux amplificateurs opérationnels et la chute de tension entre ses bornes (R) est égale à la différence des signaux d'entrée et de sortie.

## II CONVERTISSEURS A/N et N/A.

### 1/ INTRODUCTION.

Les convertisseurs analogiques-numériques (CAN) et leur inverse numériques-analogiques (CNA) représentent pour le traitement numérique de l'information des sous-ensembles d'équipement très importants. Leur rôle essentiel est de réaliser les opérations de quantification et de codage-décodage.

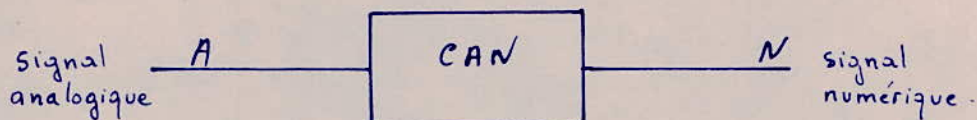
Dans la pratique il existe une grande diversité de CAN et de CNA mais nous allons nous limiter à présenter les principes de base des convertisseurs suivant leur fonction.

### 2/ Convertisseur ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE ou CAN.

Le convertisseur analogique-numérique permet la conversion d'un signal



analogique (A) en signal numérique (N) en utilisant une méthode de comparaison successive du signal analogique "A" avec un signal de référence  $V_{ref}$ . La précision obtenue à l'aide de ces convertisseurs dépend de leur capacité. On va voir comment ?



En effet le signal analogique peut s'écrire :

$$A = V_{ref} \left[ \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \frac{b_3}{2^3} + \dots + \frac{b_i}{2^i} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \frac{b_{n+1}}{2^{n+1}} \right]$$

$$\text{où } b_i = \begin{cases} 0 \\ \text{ou} \\ 1 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

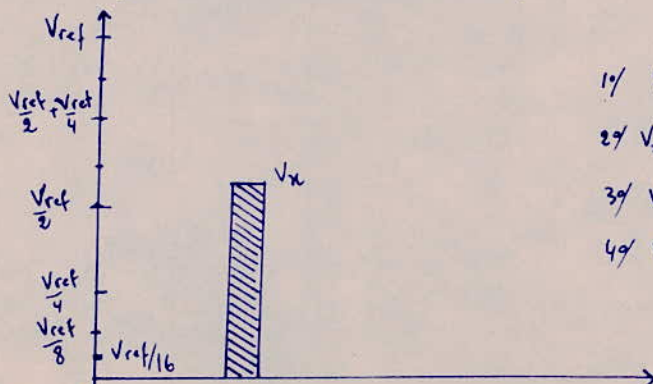
Bien entendu dans la pratique la longueur du mot numérique (binaire) est représenté par un ensemble fini de  $n$  bits.

Ainsi les termes  $\frac{b_{n+1}}{2^{n+1}} + \frac{b_{n+2}}{2^{n+2}} + \dots$  négligés représentent l'erreur entre le signal analogique et le signal numérique : c'est l'erreur de QUANTIFICATION.

### b/ Exemple de convertisseur analogique-numérique :

Le moyen de conversion analogique-numérique utilisé est basé sur les systèmes classiques de quantification et de codage. Cette opération est basée sur une méthode d'approximations successives qu'on appelle la pesée électronique.

#### - Principe de la pesée électronique :



$$1^\circ V_x > \frac{V_{ref}}{2} \Rightarrow b_1 = 1$$

$$2^\circ V_x < \frac{V_{ref}}{2} + \frac{V_{ref}}{4} \Rightarrow b_2 = 0$$

$$3^\circ V_x < V_{ref} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{8} \right) \Rightarrow b_3 = 0$$

$$4^\circ V_x > V_{ref} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{16} \right) \Rightarrow b_4 = 1$$

$$V_x = V_{ref} \left( \frac{1}{2} + 0 + 0 + \frac{1}{16} \right)$$

Il s'agit de déterminer les valeurs des différents bits de la décomposition en éléments binaires de la tension  $V_x$  à convertir. En commençant par le bit de plus fort poids, les différents éléments binaires composant la tension  $V_x$  sont disposés dans cet ordre :  $b_1, b_2, b_3, b_4, \dots, b_n$ . On utilise pour cela l'expression suivante de  $V_x$  :  $V_x = V_{ref} \left[ \frac{b_1}{2^1} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right]$  et on procède de la façon suivante :

- Au départ on compare la tension  $V_x$  à  $V_1 = \frac{V_{ref}}{2}$

. Si  $V_x > V_1$  alors  $b_1 = 1$  et on ajoute à  $\frac{V_{ref}}{2}$  la tension suivante c.à.d  $\frac{V_{ref}}{4}$

. Si  $V_x < V_1 \Rightarrow b_1 = 0$  et  $\frac{V_{ref}}{2}$  est remplacé par  $\frac{V_{ref}}{4}$

- Dans la seconde étape on compare :

$V_x$  à  $\frac{V_{ref}}{4}$  (si  $b_1 = 0$ ) ou à  $\frac{V_{ref}}{2} + \frac{V_{ref}}{4}$  (si  $b_1 = 1$ ). Cela dépend du résultat précédent, d'une façon générale on compare  $V_x$  à  $V_2 = b_1 V_1 + \frac{V_{ref}}{4}$

Si  $V_x > V_2 \Rightarrow b_2 = 1$  et on ajoute  $\frac{V_{ref}}{8}$  par contre si  $V_x < V_2 \Rightarrow b_2 = 0$  et il faut remplacer  $\frac{V_{ref}}{4}$  par  $\frac{V_{ref}}{8}$ .

Le processus de comparaison se poursuit en essayant les différentes tensions  $\frac{V_{ref}}{8}, \frac{V_{ref}}{16}, \dots, \frac{V_{ref}}{2^n}$ .

Après la dernière comparaison on peut affirmer que :

$$V_x = V_{ref} \left[ \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right] < \frac{q}{2}$$

Dans le cas d'une transmission utilisant huit éléments binaires par mot  $n=8$ , le quantum  $q$  vaut :  $q = \frac{V_{ref}}{2^8}$ .

#### - Constitution :

le schéma ci-dessous illustre un CAN à approximations successives.

les principaux éléments le constituant sont :

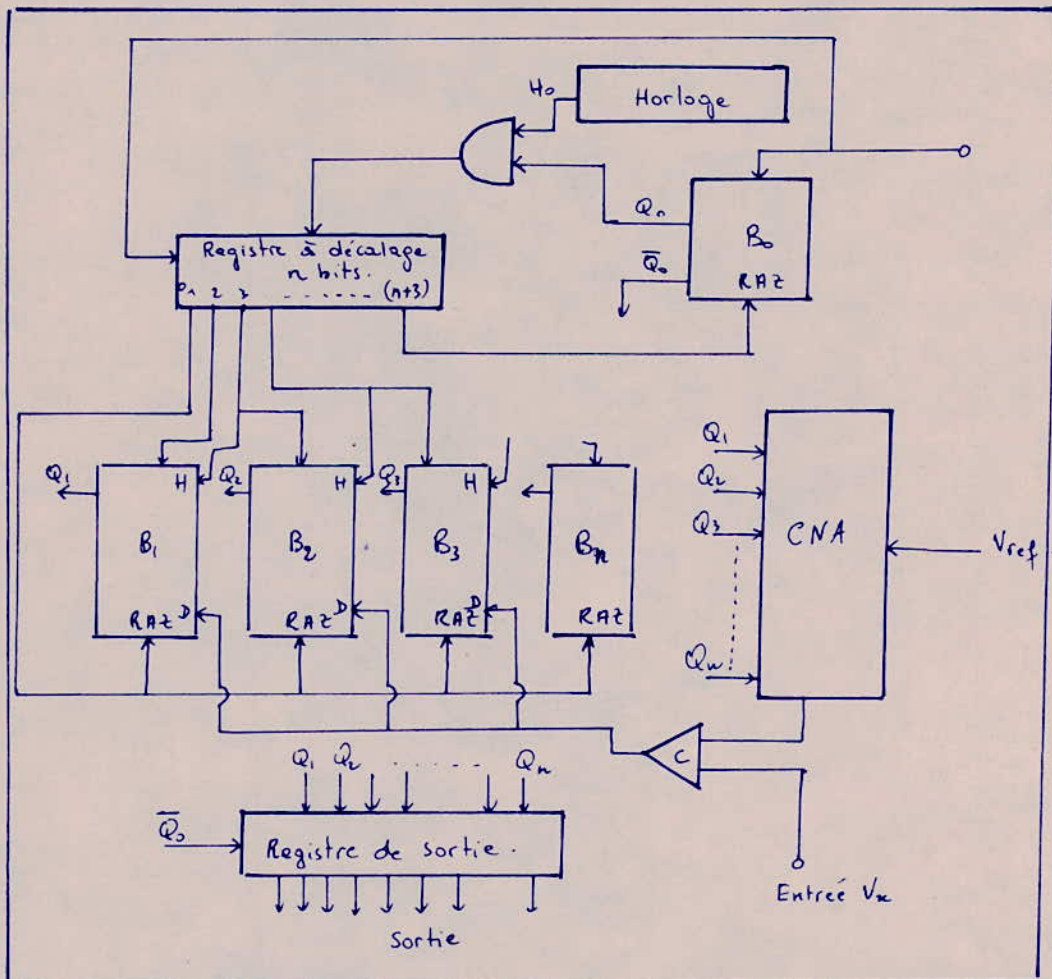
a/ Un convertisseur numérique-analogique qui délivre les tensions pondérées dont le nombre de bits peut-être supérieur ou égal à celui du CAN avec lequel on désire exprimer la tension  $V_x$ .

b/ Un registre à décalage qui permet la génération des tensions étalon en ordre

c/ Un comparateur (C) qui compare la tension  $V_x$  aux différentes tensions étalons fournies par le CNA.

$n$  bascules "D"  $[B_1, B_2, \dots, B_n]$  qui traduisent l'échantillon  $V_x$  en code binaire de  $n$  bits. Les signaux de sortie  $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$  des  $n$  bascules commandent les  $n$  entrées du CNA.

e/ Un registre de sortie permettant la mémorisation des informations tant que la conversion n'est pas terminée.



### c/ Fonctionnement :

Lorsqu'on désire effectuer la conversion, on envoie un signal de départ qui effectue la mise à "1" de la bascule  $B_0$ . La mise à "1" de  $B_0$  laisse passer le top d'horloge au registre à décalage, autorisant ainsi le début de la conversion. L'impulsion d'horloge effectue une initialisation du registre à décalage. En effet la sortie

"0" du registre est à l'état "1", toutes les autres passent à l'état logique "0": c'est une initialisation du registre. A chaque fois que le registre recevra une impulsion d'horloge, l'information contenue dans le registre décalera d'un rang vers la droite. Ainsi toutes les sorties 0, 1, ..., (n+3) passeront une à une à l'état logique "1", il n'y a donc qu'une seule bascule qui est attaquée à chaque impulsion d'horloge. Pendant ce temps le signal  $\bar{Q}_0$  de  $B_0$  appliqué au registre est maintenu pendant toute la durée de la conversion afin de permettre le stockage de l'information tant que la conversion n'est pas terminée.  $\bar{Q}_0$  subsiste jusqu'à la remise à "0" de  $B_0$  qui ne se produit qu'après l'apparition du dernier bit.

Le déroulement d'un cycle de conversion s'effectue de la manière suivante:

- A LA PREMIERE IMPULSION D'HORLOGE: la sortie 1 du registre à décalage passe à l'état logique "1" remettant ainsi toutes les bascules  $B_1$  à  $B_n$  à l'état "0", le signal d'entrée du CNA vaut alors 0000...0.

- A LA 2<sup>ème</sup> IMPULSION D'HORLOGE: la sortie 2 du registre passe à l'état "1", la bascule  $B_1$  est mise à "1", les autres sont à l'état "0". Le signal d'entrée du CNA vaut alors 100...0. Il délivre donc une tension  $\frac{V_{ref}}{2}$  qui est comparée à  $V_x$ . Si  $V_x > \frac{V_{ref}}{2}$ , la sortie du comparateur passe à l'état "1" sinon il reste à "0". A la sortie du comparateur apparaît donc la valeur du bit  $b_1$ . Ce signal est directement appliqué aux entrées D des n bascules, elles ne changent pas d'état car aucune impulsion d'horloge n'y est appliquée.

- A LA 3<sup>ème</sup> IMPULSION D'HORLOGE: la sortie "3" du registre passe à l'état "1", les autres prennent la valeur "0". La bascule  $B_2$  est alors mise à "1". Ce signal est en même temps appliqué à l'entrée H de la bascule  $B_1$ . On impose ainsi à  $B_1$  de prendre l'état correspondant à la valeur du coefficient  $b_1$ . La bascule  $B_1$  restera dans cet état car aucun signal ne sera appliqué à son entrée H. Le signal appliqué à l'entrée du CNA vaut alors  $b_1 100...0$ , la tension qu'il délivre vaut donc:  $V_2 = \frac{V_{ref}}{2} \cdot b_1 + \frac{V_{ref}}{4}$ . Le résultat de la comparaison suivante de  $V_x$  avec  $V_2$  correspondra au coefficient  $b_2$ .

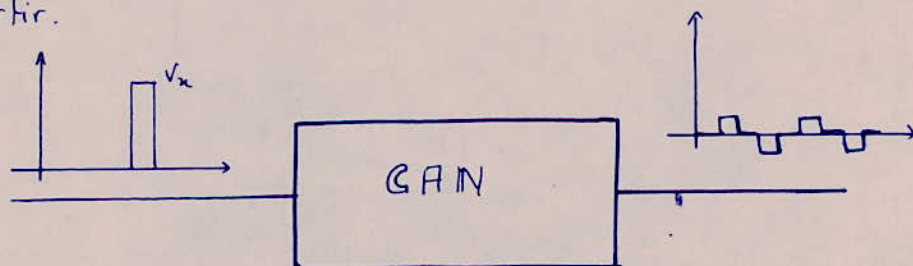
- A LA 4<sup>ème</sup> IMPULSION D'HORLOGE: les mêmes opérations se reproduisent avec les

bascules  $B_2$  et  $B_3$ . Le signal délivré par le comparateur est mis en mémoire dans la bascule  $B_2$ , car elle reçoit simultanément le top d'horloge et le signal de sortie du comparateur. Et suivant le résultat de la comparaison la bascule  $B_2$  prend l'état correspondant au coefficient  $b_2$ . La valeur fournie à l'entrée du CNA est  $b_1 b_2 100 \dots 0$  et la tension à comparer à  $V_x$  est :  $V_3 = b_1 \frac{V_{ref}}{2} + b_2 \frac{V_{ref}}{4} + \frac{V_{ref}}{8}$ .

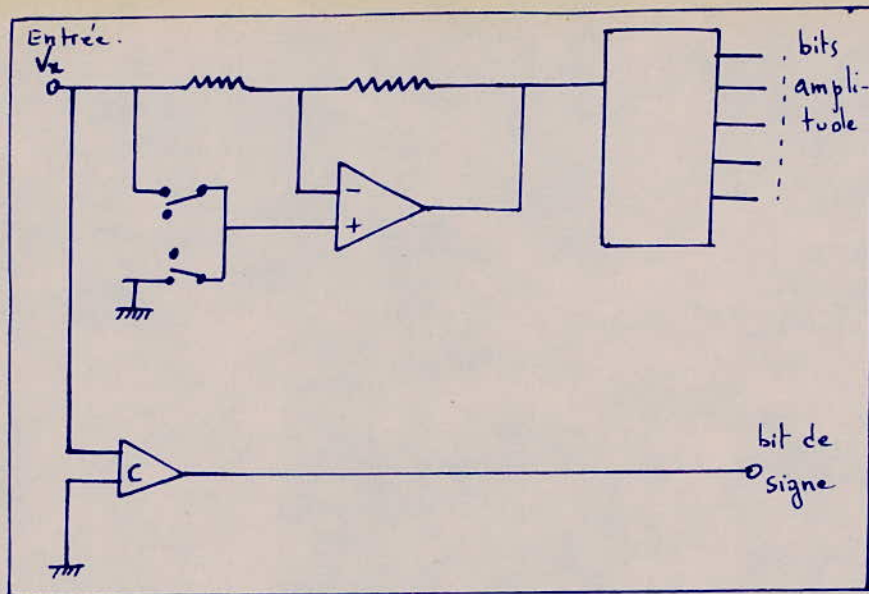
Il y a donc deux étapes à chaque conversion :

- Validation de la bascule  $B_{j-1}$  qui était passée à "1" grâce à l'impulsion  $j$  et mise à "1" de la bascule  $B_j$ . Ce processus continue jusqu'à ce que la bascule  $B_n$  soit mise à "1" grâce à l'impulsion  $n+1$ , la validation du coefficient  $b_n$  est obtenue à la  $(n+2)^{ème}$  impulsion d'horloge. Le signal obtenu à la sortie  $n+3$  du registre sert à la remise à "0" de  $B_0$ . A ce moment la conversion s'arrête et les coefficients stockés dans le registre de sortie deviennent alors disponibles.

- Dans une telle conversion, un registre tampon est inutile ; car pour obtenir l'information de  $N$  bits sous forme série il est plus facile de prélever l'information au cours de la conversion à la sortie du comparateur. On obtient ainsi plus facilement l'information numérique équivalente à l'échantillon analogique à convertir.



Dans notre cas on utilise un système MIC à 30 voies, le nombre de bits nécessaires correspondant à chaque niveau analogique est de 8 bits ( $m=8$ ) donc huit bascules  $B_1, B_2, \dots, B_8$ . Dans ce cas les signaux à transmettre peuvent être positifs ou négatifs, par conséquent, le CAN est précédé d'un circuit adaptateur comprenant un comparateur détectant le signe de  $V_x$ . Le CAN unipolaire reçoit uniquement la valeur absolue de  $V_x$ .



### 3/ CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE: CNA.

#### a/ Definition:

C'est un dispositif qui reçoit une information numérique ( $N$ ) sous forme de mot de  $n$  bits et la transforme en un signal analogique ( $A$ ).

Soit  $N$  le nombre binaire à convertir, il peut s'exprimer de la façon suivante :

$$N = d_1 \cdot 2^{n-1} + d_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + d_n \cdot 2^0 \quad (1)$$

les coefficients  $d_i$  prennent la valeur logique 0 ou 1.

Si ce nombre est inférieur à l'unité, il s'exprime à l'aide de puissance inverse de 2, en effet soit  $N'$  ce nombre:  $N' = d_1 \cdot 2^{-1} + d_2 \cdot 2^{-2} + \dots + d_n \cdot 2^{-n}$   $d_i = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$

d'où  $N' = \frac{N}{2^n}$

On peut définir une fonction de transfert pour le CNA de la façon suivante:

$$U = N' \cdot V_{ref} \Rightarrow \boxed{U = N \cdot \frac{V_{ref}}{2^n}} \quad (2)$$

ou en remplaçant dans (2)  $N$  par sa valeur obtenue en (1) on aura:

$$U = V_{ref} \left[ \frac{d_1}{2} + \frac{d_2}{2^2} + \dots + \frac{d_n}{2^n} \right]$$

$V_{ref}$  = tension de référence.

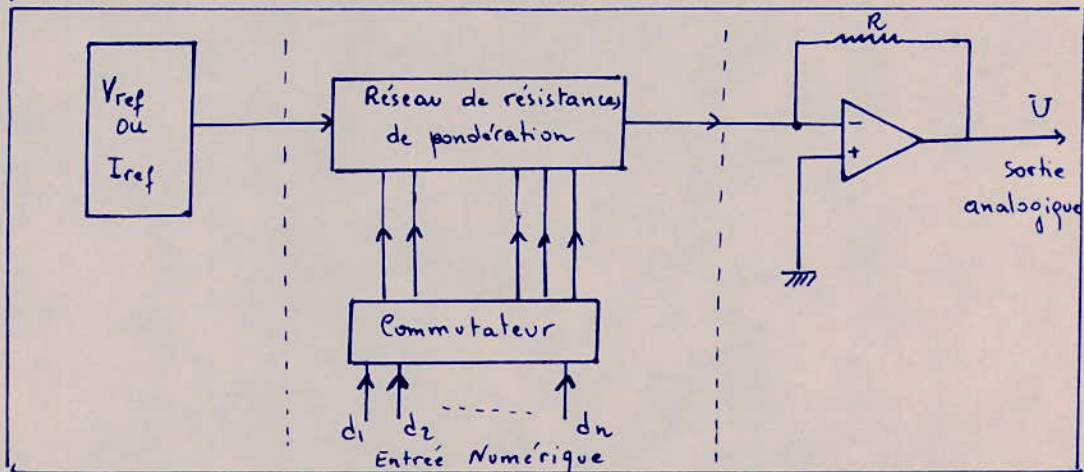
$U$  = tension de la sortie analogique correspondant au signal numérique

$N$  = Signal Numérique d'entrée à convertir.

$\frac{V_{ref}}{2^n}$  : quantum.

D'après la relation  $U = N \cdot \frac{V_{ref}}{2^n} = N \cdot q$ , on voit que le CNA effectue le

produit de  $N$  par le quantum  $q$ . Le schéma de principe d'un CNA est déduit de l'expression (3) :



CONVERTISSEUR NUMERIQUE - ANALOGIQUE.

### b/ CONSTITUTION :

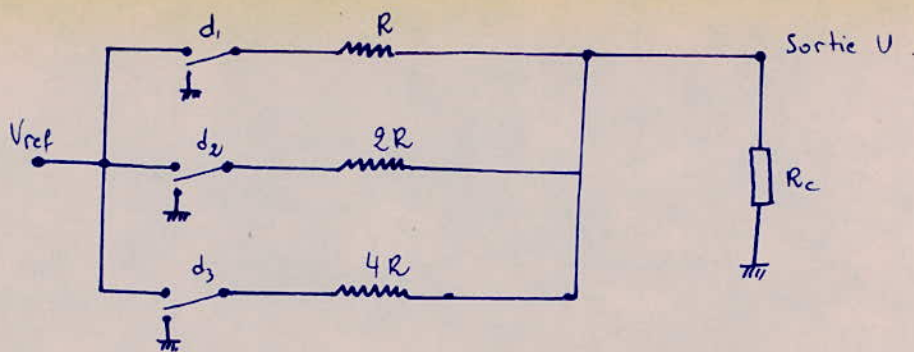
Le schéma se compose des étages suivant :

- Une grandeur de référence : elle peut être un courant  $I_{ref}$  ou une tension  $V_{ref}$ .
- Un réseau de pondération qui réalise la multiplication par les coefficients de la suite linéaire  $\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \dots, \frac{1}{2^n}$ .
- Une commande numérique multiplication par  $d_i \begin{cases} 0 \\ \text{ou} \\ 1 \end{cases}$ .
- Un sommateur effectuant la somme des signaux.
- Un transformateur courant-tension suivant l'utilisation.

de réseau de pondération, utilisé généralement dans la MIC qui présente un temps de conversion rapide et une bonne précision est le réseau à résistances pondérées  $2R, 2^2R, \dots, 2^nR$ .

### c/ Principe de la pondération.

Nous illustrons le principe de la pondération par un réseau de résistances pondérées à 3 bits. La valeur de chaque résistance est inversement proportionnelle à la valeur pondérée du bit qu'elle décode. La résistance totale correspondant au réseau de pondération est  $R_0$ , tel que  $\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} = \frac{7}{4R} \Rightarrow R_0 = \frac{4R}{7}$  quel que soit la position des commutateurs  $d_1, d_2, d_3$ .



Réseau de pondération schéma de principe.

Dans le cas général où on a  $n$  bits  $R_0$  vaut :

$$R_0 = \frac{2^{n-1}}{2^n - 1} \cdot R. \quad \text{Si } n \text{ est suffisamment grand, alors } 2^n \gg 1$$

$$\Rightarrow \boxed{R_0 \approx \frac{1}{2} R}$$

Le tableau suivant montre comment est générée la pondération analogique de chaque bit

Information numérique					Sortie analogique $U$ correspondante.	
MSB	...	LSB	circuit résultant	circuit équivalent	$R_c$ quelconque	$R_c \ll R_0$
1	0	0			$U = \frac{4}{7} V_{ref} \left[ \frac{R_c}{R_c + R_0} \right]$	$U = \frac{4}{7} V_{ref}$
0	1	0			$U = \frac{2}{7} V_{ref} \left[ \frac{R_c}{R_c + R_0} \right]$	$U = \frac{2}{7} V_{ref}$
0	0	1			$U = \frac{1}{7} V_{ref} \left[ \frac{R_c}{R_c + R_0} \right]$	$U = \frac{1}{7} V_{ref}$
1	1	1			$U = \frac{7}{7} V_{ref} \left[ \frac{R_c}{R_c + R_0} \right]$	$U = V_{ref}$



Pour ce type de réseau chaque quantum vaut :  $\frac{1}{7} V_{ref}$ .

### III LE MULTIPLEXEUR :

#### 1/ INTRODUCTION :

L'opération de multiplexage décrite dans la partie "traitement de l'information" nécessite l'emploi d'un dispositif appelé MULTIPLEXEUR. Dans les systèmes MIC on utilise le multiplexage dans le temps, on a besoin d'un ensemble de circuits marquant le temps avec précision. Ce rôle est accompli par un organe général contenant une unité appelée base de temps.

#### 2/ Base de temps :

Dans le cas du TV1 (on se limite à notre étude), la transmission des 30 intervalles de temps correspondant aux différents messages en plus des deux intervalles de synchronisation ( $IT_0$ ) et de signalisation  $IT_{16}$ , à raison de 8 bits par intervalle, exige  $32 \times 8 = 256$  impulsions par trame. Comme il y a 8000 trames par seconde, la fréquence de rythme sera donc  $8000 \times 256 = 2048$  kbit/s.

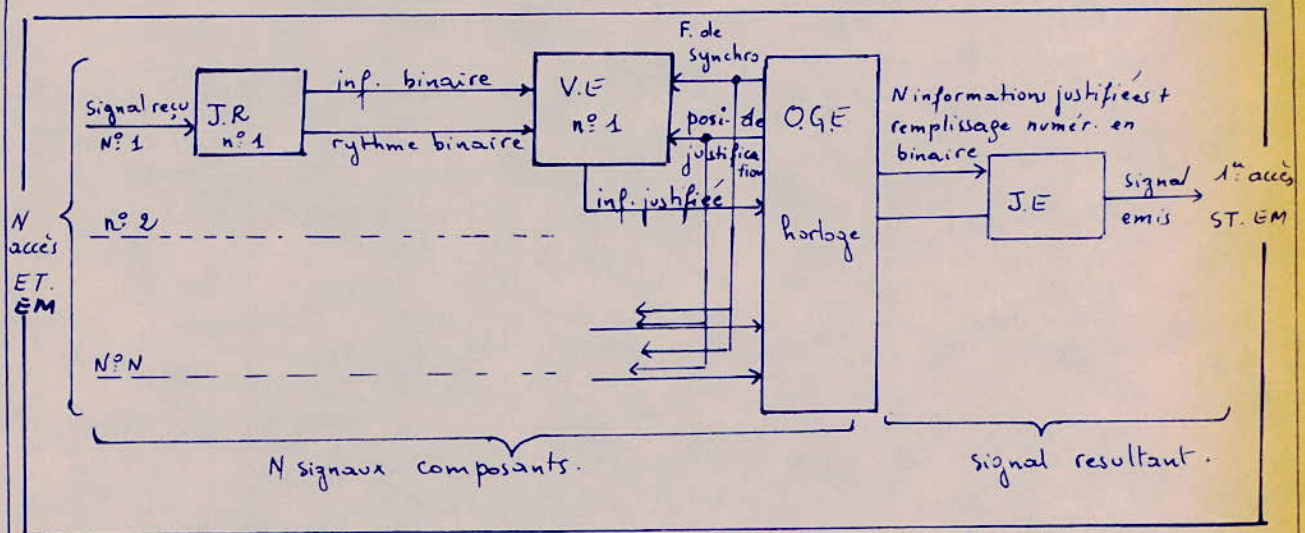
Cette fréquence est obtenue à partir d'un générateur de 4,096 MHz et division par 2. La fréquence de voie est obtenue à la sortie d'un compteur par 8 à chaque par une fréquence de 2,048 MHz. La fréquence de trame est obtenue à la sortie d'un compteur par 32 à chaque par une fréquence de 256 KHz. Quant à la fréquence de multitrames, elle est générée à partir d'un compteur par 16 à chaque par 8 KHz. La base de temps est à peu près identique pour l'émission et la réception. Il existe néanmoins une différence : l'horloge d'émission est fixe, tandis que celle de la réception est contrôlée par les signaux de ligne.

#### 3/ Découpe fonctionnelle du Multiplexeur.

Le multiplexeur comprend :

- \* N jonctions réception (JR) qui traduisent en binaire les informations reçues aux accès entrée émission.
- \* N voies émission (V.E) qui réalisent la synchronisation des signaux composants par la méthode de justification positive.
- \* Un organe général émission (OGE) qui effectue les opérations suivantes:
  - fixe le débit du signal résultant  $F_s$ .

- donne la structure de la trame
  - reçoit les informations justifiées sous forme parallèle.
  - multiplexe les voies par leur mise en série.
  - distribution de synchro. aux signaux composants.
- \* Une jonction Emission (JE) qui traduit le signal résultant binaire en signal de ligne

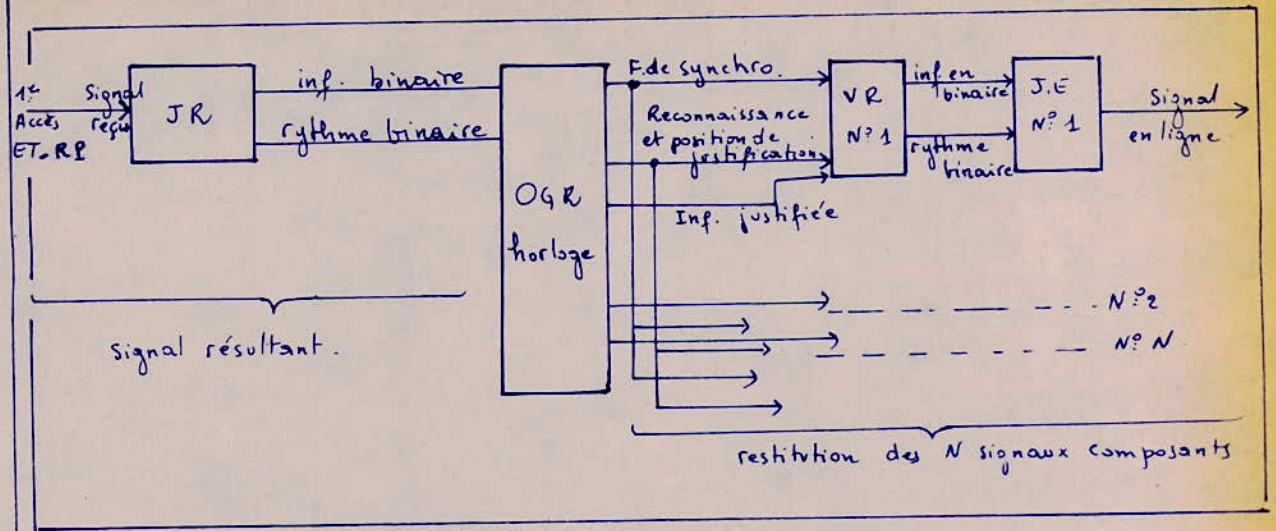


### Découpe fonctionnelle du multiplexeur.

#### 4/ Découpe fonctionnelle du démultiplexeur.

Le démultiplexeur est composé

- \* d'une jonction réception (JR) qui traduit en binaire le signal résultant à démultiplexeur reçu à l'entrée réception (ET. RP).
- \* Un organe général réception (OGR) qui :
  - se cale en phase sur le signal reçu (grâce au verrouillage de trame détecté et par comparaison avec la trame locale).
  - effectue le démultiplexage de N signaux composants par une simple transformation SÉRIE-PARALLÈLE et distribue les mêmes signaux de synchronisation.
- \* N voies réception (VR) qui débarrassent chaque signal composant des éléments binaires de justification et le restituent.
- \* N jonctions émission (JE) qui transforment le signal binaire en signal de ligne.



Découpe fonctionnelle du démultiplexeur.

5/ Autres fonctions

l'équipement de multiplexage numérique comprend, en plus du multiplexeur et du démultiplexeur, le système d'ALIMENTATION et les dispositifs de surveillance et d'alarme.

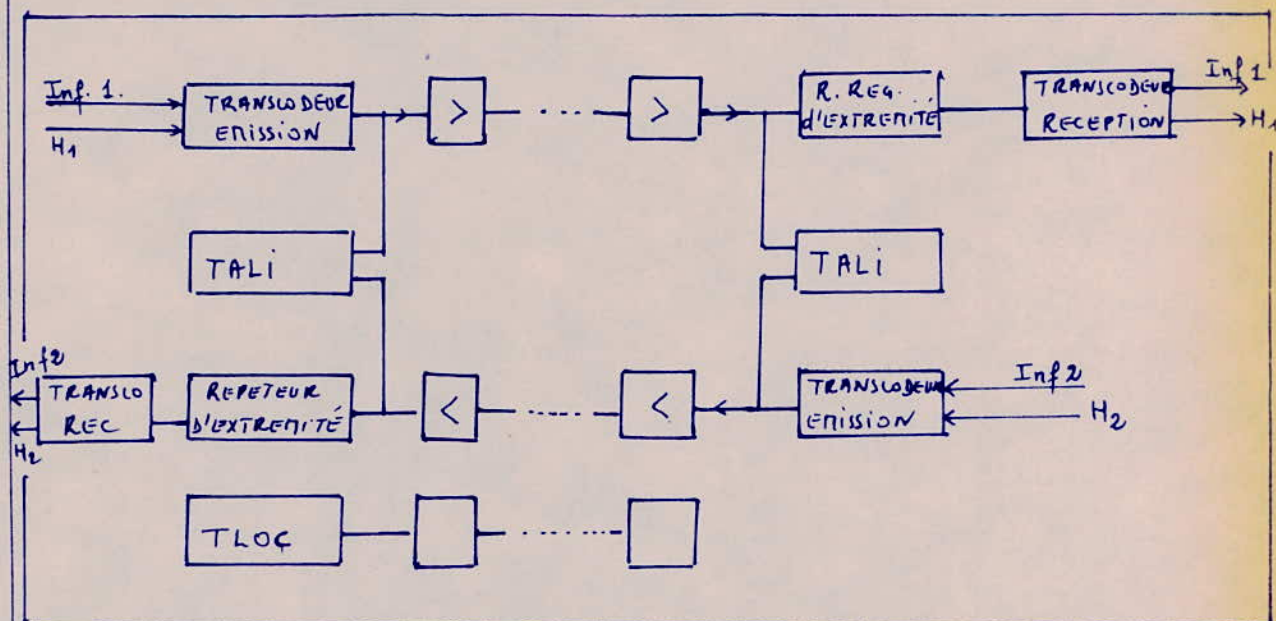
CONCLUSION:

Il existe dans la pratique plusieurs variétés de multiplexeurs, ici on a essayé de présenter un multiplexeur très général.

## CHAÎNE DE TRANSMISSION:

### I/ INTRODUCTION:

Le support de transmission utilisé est un câble à paires symétriques. Quatre fils sont utilisés pour la transmission : deux pour le sens aller et deux pour le sens retour. La figure suivante montre le schéma synoptique d'une chaîne de transmission :



Son organisation générale se présente comme suit :

- 1/ Un transcodeur d'émission : chargé de convertir les impulsions binaires issues du multiplex terminal en code HDB<sub>3</sub>. Il fournit des impulsions de  $\pm 3V$  et de largeur 244 ns. Cette durée représente la moitié de la fréquence de rythme.
- 2/ La ligne de transmission équipée de Répéteurs - Régénérateurs qui suppriment les bruits introduits par les câbles.
- 3/ Un répéteur-régénérateur d'extrémité qui permet la régénération du signal au terminal de réception pour éliminer les distorsions introduites par la dernière section de câble.
- 4/ Un transcodeur de réception : qui effectue la conversion HDB<sub>3</sub>- binaire. Il doit en plus reconnaître les séquences de remplissage et les effacer. Il comporte une sortie "erreurs" où apparaissent les viols de bipolarité autres que les viols

de remplissage. Ainsi il permet la surveillance du taux d'erreur et déclencher éventuellement l'alarme

5/ Un dispositif de téléalimentation qui fournit l'énergie nécessaire pour le fonctionnement des répéteurs

6/ Un dispositif de télélocalisation des répéteurs défectueux. Il permet la mise en service, la maintenance et le dépannage des liaisons.

### IV REPÉTEURS-REGÉNÉRATEURS :

On décrira les répéteurs-régénérateurs à égalisation automatique pour systèmes Mic 30 voies de type TN1.

1/ INTRODUCTION: Nous allons décrire un répéteur-régénérateur à égalisation automatique pour les systèmes Mic à 30 voies dont le débit binaire est de 2,048 Mbits/s. Ces répéteurs utilisent une égalisation automatique, contrairement aux anciens répéteurs qui utilisent un simulateur de câbles ajustable. Cette égalisation rend les R.R. identiques et interchangeable pour une même liaison; elle permet aussi l'adaptation de ces derniers à une grande variété de câbles.

Conçus pour traiter les informations codées en HDB<sub>3</sub>, les R.R., après avoir amplifiés les signaux affaiblis et déformés qu'ils reçoivent, les débarrassent du bruit et assurent leur mise en forme et en phase.

L'avantage de ces répéteurs est d'éviter le cumul de bruit.

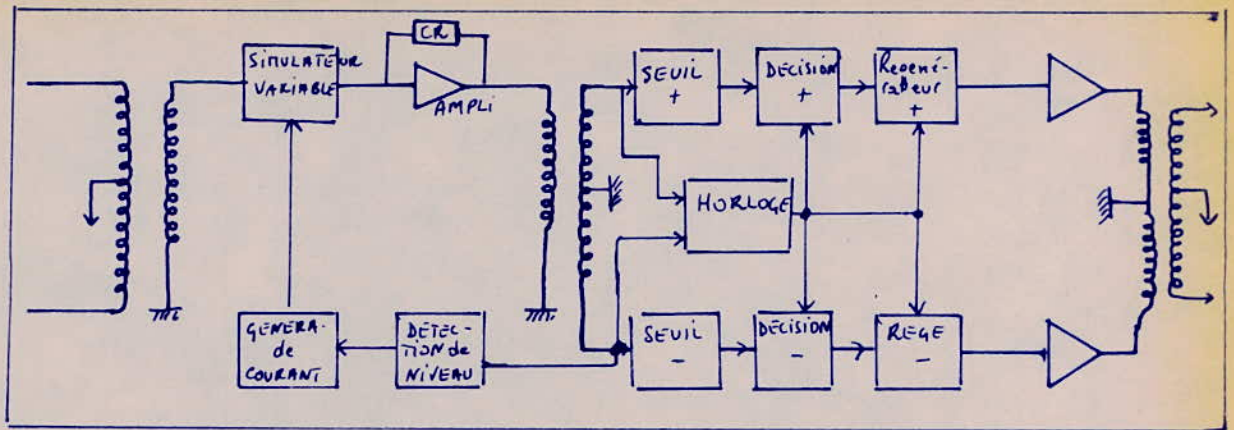
Chaque R.R. assure la régénération dans les deux sens de transmission. Il se compose de deux parties identiques.

### 2/ ÉTUDE d'un R.R. à Égalisation Automatique (E.A) 30 voies.

#### a/ Principe de fonctionnement d'un sens de transmission

Un répéteur-régénérateur comprend deux grands étages qui effectuent les opérations ci-dessus décrites :

- Un étage d'amplification-égalisation qui permet l'amplification des signaux reçus et la correction des distorsions introduites par l'affaiblissement des câbles.
- Un circuit de régénération à la sortie duquel les impulsions sont remises en forme grâce au rythme d'horloge fourni par ces dernières.

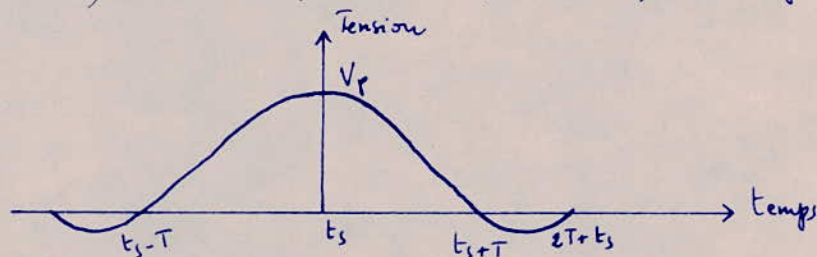


a-1: Signal à l'entrée du répéteur régénérateur :

La section de câble qui précède le répéteur-régénérateur fait subir au signal un affaiblissement proportionnel à la fréquence (voir étude des câbles) ce qui se matérialise par d'importantes distorsions Amplitude-Fréquence et une certaine distorsion phase-fréquence.

En effet une impulsion rectangulaire de largeur  $T/2$  émise à l'entrée de la section de câble donne à la sortie une impulsion d'amplitude plus faible et qui s'étend sur une dizaine de fois la période  $T$ . Par conséquent, il est difficile de reconnaître une séquence de signal à l'entrée d'un R.R car à un instant donné le signal obtenu est la somme de dizaines de signaux consécutifs. Pour s'y prendre, le signal reçu est amplifié et ensuite débarrassé des distorsions qu'il a subies. On utilise pour cela un amplificateur-correcteur.

- Diagramme de l'œil : Tout d'abord examinons ce que est la réponse du quadripôle constitué par la mise en chaîne de la section de câble et de l'amplificateur-correcteur à une impulsion rectangulaire isolée émise à l'instant  $t_e$  (de période  $T/2$ ). Cette réponse est représentée par la figure suivante.



La réponse est maximale à l'instant  $t_s$  et nulle aux instants  $t_s + kT$  ( $k$  entier)

Dans ce cas la tension à la sortie de l'amplificateur ne dépend pas des éléments de signal émis avant ou après, elle dépend essentiellement de l'impulsion émise à l'instant  $t_s + kT$ . Les réponses n'interfèrent pas et le signal est parfaitement reconnaissable aux instants  $t_s + kT$ .

La superposition de toutes les configurations possibles entre  $t_s - T/2$  et  $t_s + T/2$  est appelé DIAGRAMME de l'œil. Ce diagramme est donné par le schéma suivant.

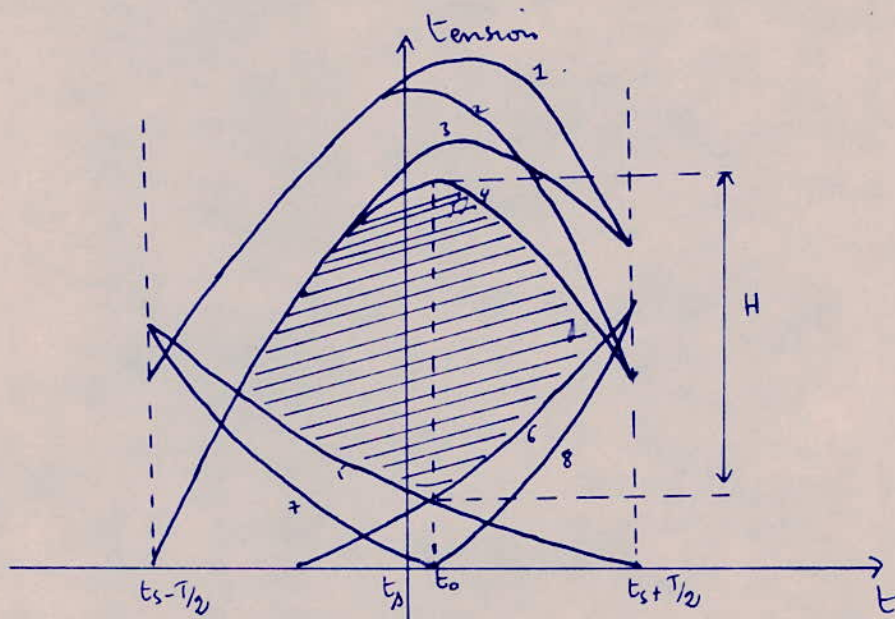


Diagramme de l'œil.

1: correspond à la séquence	0 + 0	5 correspond à la séquence	+ 0 0
2: " " "	0 + -	6 " " "	0 0 +
3 " " "	- + 0	7 " " "	+ 0 -
4 " " "	- + -	8 " " "	- 0 +

Ce diagramme représente les tensions positives uniquement. Pour qu'il soit complet il suffit de lui rajouter son symétrique par rapport à l'axe des temps et en le rendant périodique de période  $T$ .

Le diagramme de l'œil permet de savoir si un signal numérique est reconnaissable et évalue l'immunité au bruit d'un répéteur régénératif.

La partie hachurée représente la marge existante entre la plus basse tension lorsque l'on doit trouver +1 au voisinage de  $t_s$  et la plus haute tension lorsque l'on doit trouver un "0" au voisinage de cet instant.

Cette marge a un maximum  $H$  en un instant  $t_0$  voisin de  $t_s$ . On en déduit alors l'immunité au bruit qui est égale à  $H/2$ .

Lorsque la réponse du quadripôle (câble + ampli-correcteur) à un élément de signal  $+1$  émis à l'instant  $t_e$  n'est pas tout à fait nulle aux instants  $t_e + kT$ , la marge  $H$  est inférieure à  $V_p$ . Dans la pratique un rapport  $\frac{H}{V_p} = 0,8$  est tout à fait acceptable.

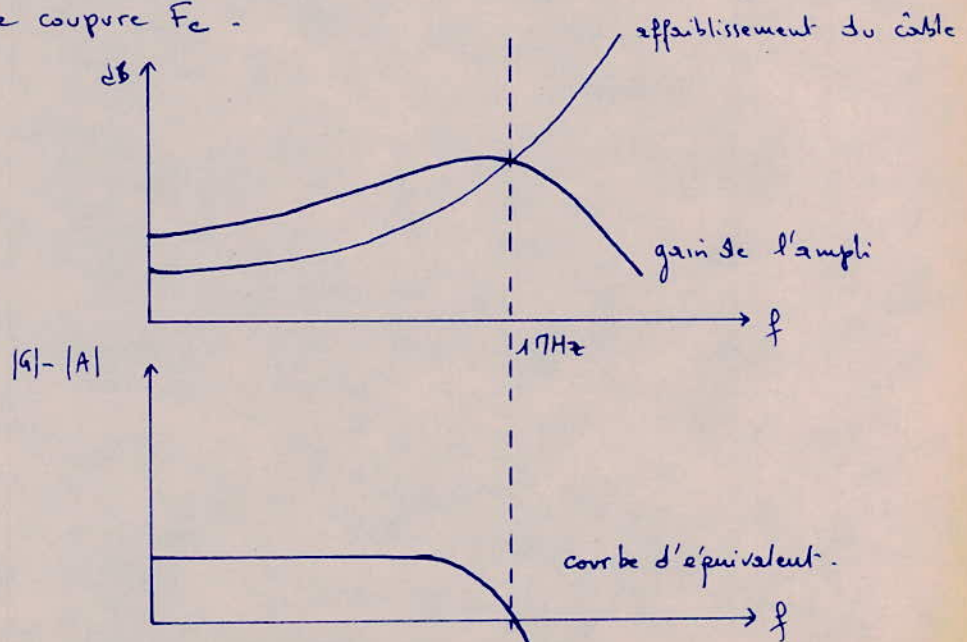
D'une façon générale, une grande immunité au bruit (œil suffisamment ouvert) est obtenue par une bonne amplification égalisatrice.

Le diagramme de l'œil peut être observé à l'oscilloscope à l'entrée et à la sortie du préampli-correcteur. Si le signal n'est pas reconnaissable l'œil est fermé.

a-2: Amplification égalisation:

- Amplification:

La courbe d'affaiblissement d'un câble est fonction de la fréquence. Le câble introduit d'importantes distorsions des impulsions rectangulaires dont le spectre de fréquence est assez étendu (1 MHz). C'est l'amplificateur qui corrigera cette distorsion grâce à un réseau de contre-réaction. L'ensemble câble + amplificateur donnera une courbe de réponse plate jusqu'à une certaine fréquence de coupure  $F_c$ .



- Amplification et égalisation.



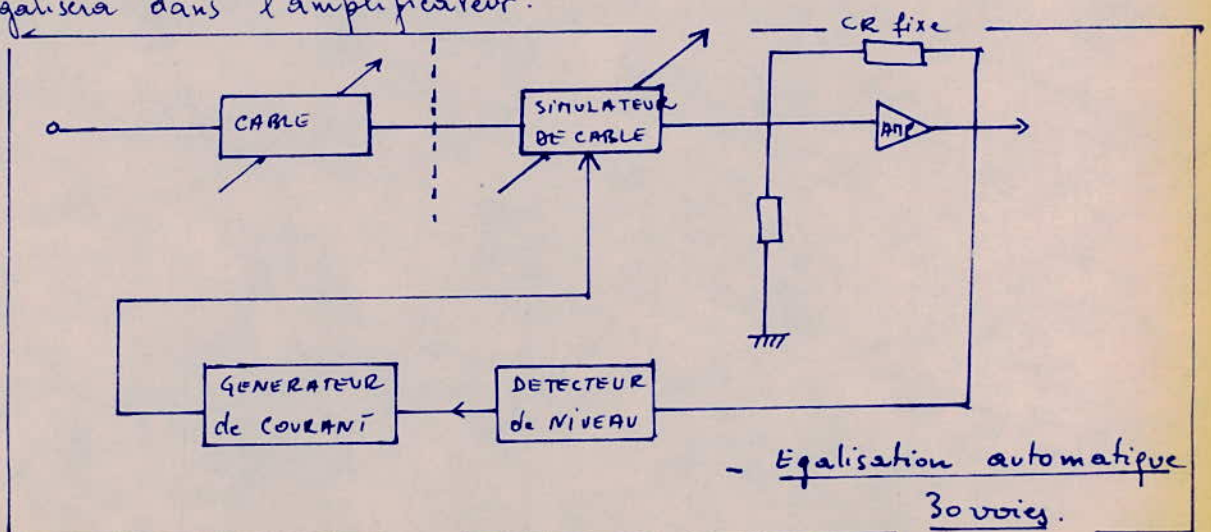
Le choix de  $F_c$  résulte d'un compromis; d'une part  $F_c$  doit être choisi grand pour réduire la distorsion et d'autre part  $F_c$  doit être assez faible pour minimiser les bruits de diaphonie dus aux autres liaisons MIC. Ces deux considérations conduisent à adopter pour les courbes d'équivalent et de gain les allures indiquées par la figure ci-dessus.

L'équivalent étant fixé, la courbe de gain doit s'adapter à l'affaiblissement du câble. L'égalisation "modulaire" est utilisée dans les systèmes anciens à 36 voies. Son principe consiste à calculer un certain nombre de réactions et de choisir la mieux adaptée. Cette méthode présente des inconvénients qui sont la connaissance de la topographie de la liaison et la nature des câbles. De plus chaque répéteur possède une égalisation modulaire propre à son site. C'est pourquoi on utilise l'égalisation automatique.

- Egalisation automatique :

Son principe est le suivant :

- Le niveau d'émission du répéteur précédent est imposé.
  - L'amplificateur a une courbe de gain fixe.
  - La tension de crête à la sortie de l'amplificateur représente donc exactement l'affaiblissement du câble. Il suffit alors d'interposer un simulateur de câble variable entre le câble et l'amplificateur.
- d'ensemble simulateur et câble présente un affaiblissement fixe que l'on égalisera dans l'amplificateur.

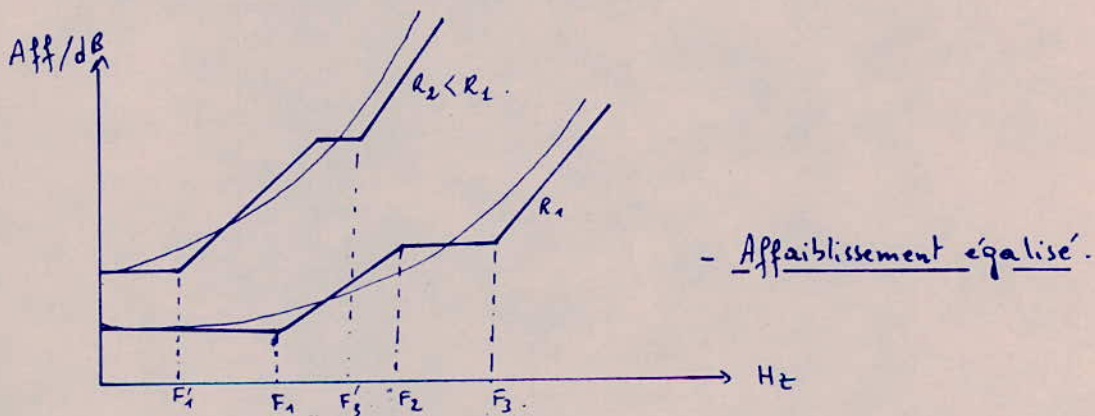
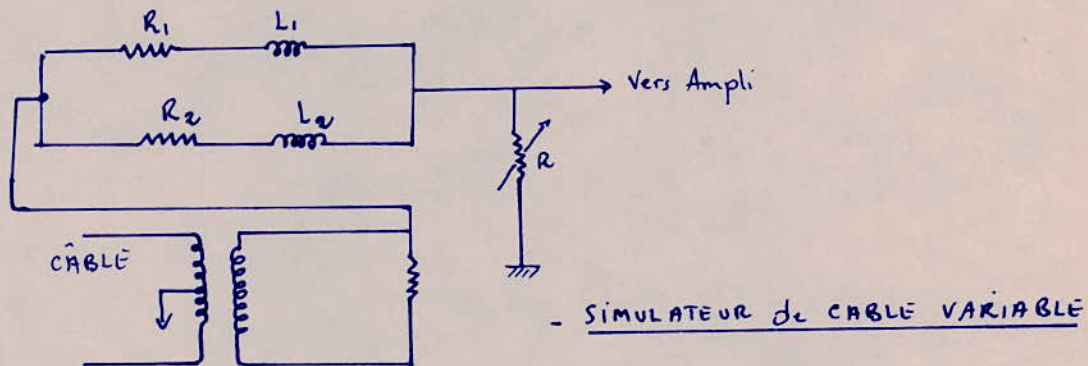


- Egalisation automatique  
36 voies.

Le réseau de contre réaction (CR) doit équilibrer un affaiblissement supérieur à l'affaiblissement maximum de la section de câble.

Le simulateur variable est commandé par un détecteur de niveau de crête de la tension de sortie de l'amplificateur.

Le simulateur schématisé ci-dessous permet la simulation de différentes longueurs de câble à l'aide d'une seule tension de commande.



Ce dispositif permet l'égalisation automatique de toutes les sections de câble dont l'affaiblissement à 1 MHz est compris entre 5 et 29 dB ce qui correspond à une longueur de câble comprise entre 450 et 2600 m. D'autre part tous les répéteurs deviennent identiques - ce qui facilite la mise en service et la maintenance des liaisons. Si l'affaiblissement du câble varie avec la température, le simulateur compense immédiatement cette variation.

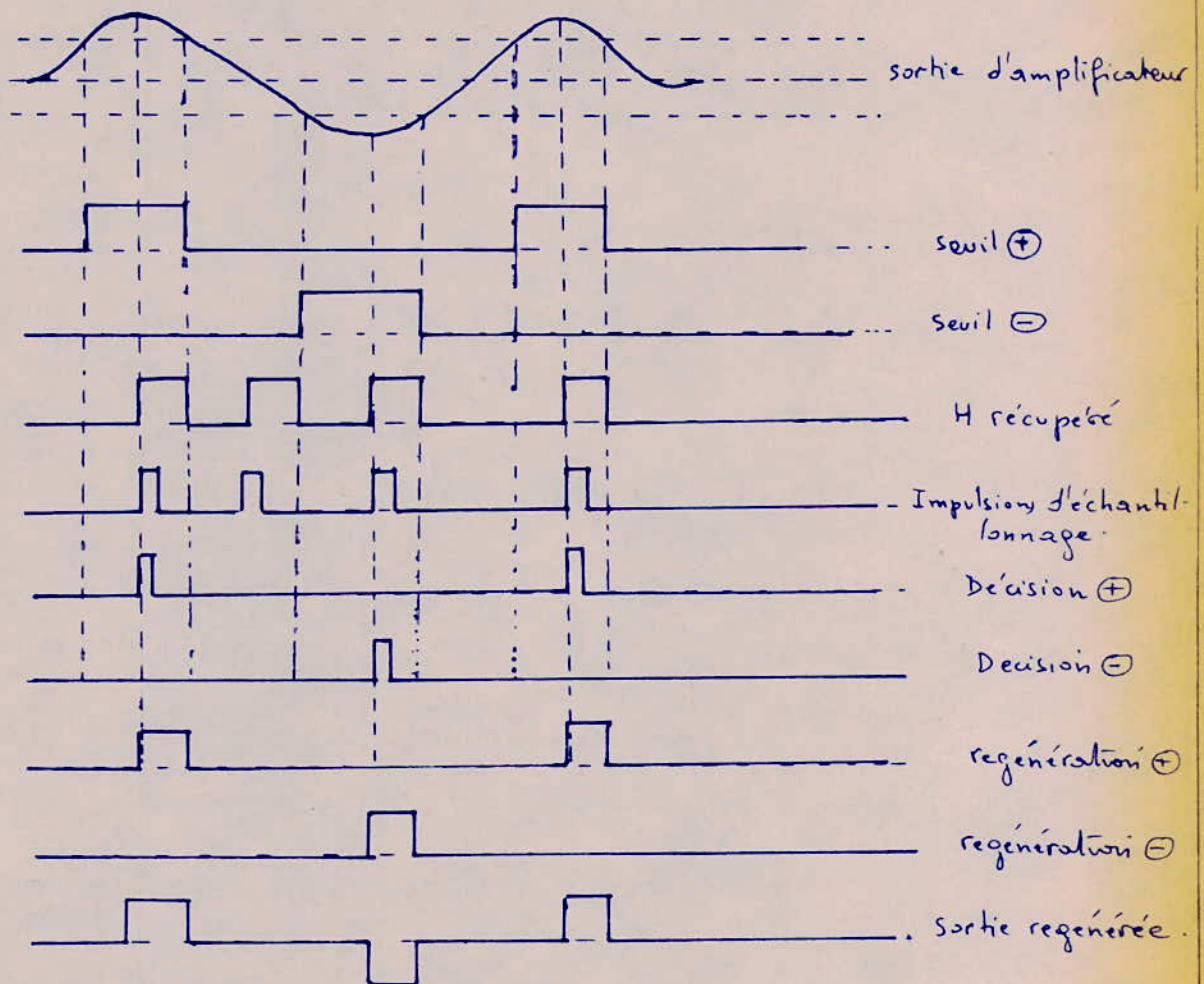
Il faut aussi noter qu'à la sortie de l'amplificateur, l'amplitude et l'ouverture de l'œil sont indépendantes de la longueur de l'affaiblissement du câble.

### a-3: Regénération:

La fonction d'un répéteur régénérateur n'est pas seulement l'amplification des signaux reçus. Il doit en particulier régénérer ces signaux: il décide de l'absence ou de la présence d'une impulsion et, dans ce dernier cas, la régénère en forme et en phase. La décision est prise au centre de l'œil afin de bénéficier de la plus grande immunité au bruit.

Le circuit de décision reçoit simultanément deux informations; l'une arrive du circuit de récupération de rythme indiquant la phase de l'impulsion, l'autre du circuit de seuil fournissant son niveau.

La figure ci-dessous indique le cycle de régénération des impulsions.



Les principaux circuits permettant la régénération des signaux sont:

- Le circuit de récupération de rythme qui fournit les instants de test
  - Le circuit de seuil qui compare la tension reçue au rapport  $H/2$  et suivant le résultat de cette comparaison il émet soit "1" soit "0" logique.
  - Le circuit de décision: qui décide de la présence ou de l'absence d'une impulsion suivant qu'il reçoit respectivement un "1" ou un "0" du circuit de seuil.
  - Le circuit de régénération qui régénère les impulsions.
- Nous allons déterminer, dans la suite, la fonction attribuée à chacun de ces circuits.

#### - Circuit de récupération de rythme:

Afin de prendre les décisions et régénérer les impulsions en phase, il est indispensable de disposer d'une information d'horloge. Cette information est extraite directement du train d'impulsions incidents; or celui-ci se présente sous la forme bipolaire ou HDB<sub>3</sub>. La première opération consiste donc à redresser les 2 alternances du train d'impulsions pour revenir à un signal binaire comportant une composante à la fréquence de rythme. Ensuite le signal est amplifié et filtré par un circuit oscillant à la fréquence de 2,048 Mbits/s. On obtient ainsi une sinusoïde dont les passages à zéro sont détectés par une bascule qui fournit un signal rectangulaire de rapport cyclique 50% de la fréquence de rythme. Les fronts avant de ce signal sont différenciés et amplifiés. On obtient alors des impulsions à pointes brèves nécessaires au circuit de décision. Notons que l'ensemble de ces circuits introduit un retard qui permet à cette impulsion de se présenter au moment où l'œil a son ouverture maximale.

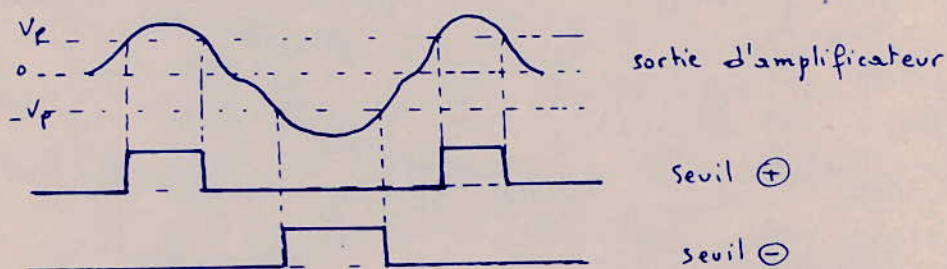
#### - Circuit de seuil:

Si  $V_p$  est l'amplitude crête du train numérique à l'entrée du circuit de seuil, ce dernier fournit un niveau logique "1" ou "0" suivant que la tension enregistrée à la sortie de l'amplificateur est supérieure ou inférieure à  $V_p$ .

La tension  $V_p$  est maintenue constante grâce au dispositif d'égalisation

qui permet de conserver une tension de seuil fixe. Comme le signal se présente sous forme bipolaire, il faut donc disposer de 2 seuils symétriques. En pratique l'étage de sortie de l'amplificateur comporte un transformateur à point milieu qui permet d'aiguiller ces sorties vers 2 circuits de seuils identiques.

La fig suivante donne l'allure du signal à la sortie des circuits de seuil.



#### - Circuit de décision :

Grâce aux instants de test fournis par le circuit de récupération de rythme, le circuit de décision vient lire pendant un bref instant le niveau logique "1" ou "0" que lui présente le circuit de seuil. Cette lecture a lieu au moment précis où l'œil a son ouverture maximale afin de bénéficier de la meilleure immunité au bruit.

#### - Circuit de régénération :

Le circuit de régénération fournit des impulsions de largeur égale à la moitié de la période d'horloge. Il est constitué par une bascule bistable formée par deux portes en circuits intégrés TTL à faible consommation. La mise à "1" commandée par l'impulsion de décision est en phase avec le flanc avant du signal carré.

Cette impulsion a donc une phase stable et une largeur égale à la moitié de la fréquence de rythme. Cette impulsion est ensuite amplifiée avant d'être envoyée en ligne.

Les 2 alternances ayant été traitées par 2 chaînes identiques, un transformateur à point milieu groupe les sorties des 2 amplificateurs pour lui donner son caractère bipolaire.

### 3/ Défauts apportés par les répéteurs Régénérateurs:

- LA GIGUE: Le préampli-correcteur et le circuit de récupération de rythme étant imparfait, les instants de test ne seront pas distants de  $T$ . Il y a un déplacement des impulsions régénérées par rapport à leur position dans le temps. On appelle GIGUE ce défaut apporté par le R. Régénérateur.

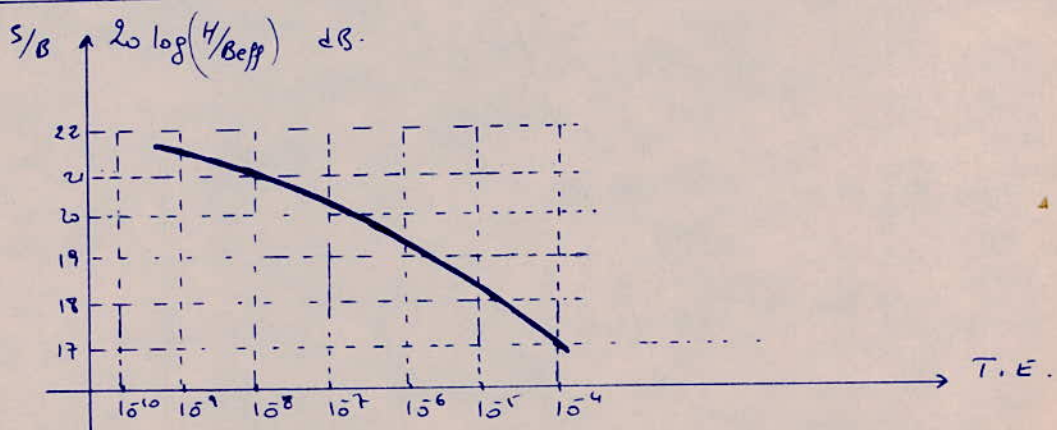
#### - ERREURS et Taux d'ERREURS.

Un bruit provenant de la diaphonie s'y trouve à la sortie du préampli-correcteur. Cette tension s'ajoutera alors au signal. Si en un instant de test la tension de bruit est supérieure à  $V_p/2$  et la tension du signal est  $-V_p$  (-1) il y a erreur, le régénérateur envoie "0" au lieu de "1". Il y aura erreur si la valeur absolue de la tension efficace de bruit est supérieure à  $V_p/2$ .

La tension max de bruit admissible est  $H/2$ , légèrement inférieure à  $V_p/2$ .  
LE TAUX d'ERREUR est le rapport, pris sur un grand nombre d'éléments du signal, du nombre d'éléments de signal transmis avec erreur au nombre total d'éléments du signal transmis.

La qualité d'une ligne de transmission numérique est caractérisée par le taux d'erreurs qu'elle apporte (somme des taux d'erreurs apportés par chaque R. R.).

La fig suivante nous donne l'allure de la courbe taux d'erreur - signal à bruit.



Sous l'effet du bruit qui provient essentiellement de la diaphonie le R. R.

apporte un certain taux d'erreur. Le rapport signal à bruit est  $20 \log(H/B_{eff})$  avec  $B_{eff}$ : tension efficace de bruit à la sortie du préampli-correcteur.

Suivant des discussions internationales un taux d'erreur de  $10^{-7}$  est acceptable (taux d'erreur max). Si le T.E est  $10^{-7}$  et suivant le graphique,  $20 \log(H/B_{eff}) \geq 22 \text{ dB}$ . (pour régénérateur parfait).

Un répéteur-reg n'apportera pas un taux d'erreur supérieur à  $10^{-9}$  si le rapport signal à bruit (à la sortie du préampli-correct) est tel que :

$$20 \log H/B_{eff} \geq 27 \text{ dB} \quad \text{et non } 22 \text{ dB.}$$

Les 5 dB en plus sont réservés aux imperfections du régénérateur.

Donc suivant la formule, la limite de la tension efficace de bruit à la sortie du préampli-correcteur est donnée par :

$$20 \log(H/B_{eff}) = 27 \text{ dB} \quad \text{ou} \quad B_{eff} = H/22.$$

#### 4/ Conclusion:

- Grâce à son dispositif d'égalisation le rep. reg 30 voies est utilisé sur tous les câbles (adaptation), fonctionne entre  $-30^\circ\text{C}$  et  $+50^\circ\text{C}$ , accepte le code HDBn,
- On veillera à ce que l'affaiblissement à 1 MHz soit compris entre 5,5 et 29 dB (450m à 2600m).
- On utilise aussi des répéteurs-régénérateurs d'extrémités qui assurent la remise en forme et en phase des signaux émis par le dernier rep. reg de liaison et fournissent au transcodeur de réception le signal de rythme récupéré.

### III LES CABLES:

#### 1/ INTRODUCTION:

On a défini d'une façon détaillée la composition et le fonctionnement d'une ligne de transmission. Ici on étudiera en particulier les problèmes posés par la transmission numérique sur câbles à paires symétriques. Puis avant de

de nous engager dans cette étude nous allons présenter d'une manière très générale l'organisation d'une ligne de transmission du système TNL1.

## 2/ SCHEMA SYNOPTIQUE de la ligne de TRANSMISSION (TNL1).

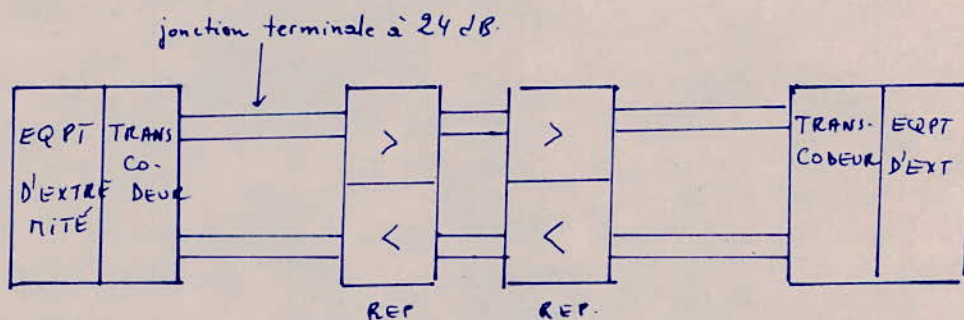
On désigne par l'abréviation TNL1, dans ce qui suit, la ligne de transmission du système TNL1. Il existe deux types de TNL1 : le TNL1 de première génération et le TNL1 de deuxième génération.

a/ TNL1 de première génération : La 1<sup>re</sup> génération utilise des rép. rép. qui s'adaptent automatiquement à toutes les sections de câble dont l'affaiblissement à 1MHz est compris entre 5 et 31 dB. Si l'affaiblissement sort de cette plage, l'information est très mal transmise. Il existe deux variétés de cette génération

- TNL1 de première génération avec jonction à 24 dB (dans terminal de ligne) -

Dans cette variété, le signal issu de l'accès émission HDB<sub>3</sub> du transcodeur d'émission attaque directement le câble. La liaison entre le transcodeur et la tête de câble est effectuée par une paire symétrique blindée. Réciproquement à la réception, le signal passe de la tête de câble au transcodeur en transi- tant par une paire symétrique blindée.

La jonction, quant à elle, est matérialisée par la section terminale dont l'affaiblissement à 1MHz est compris entre 0 et 24 dB : c'est la jonction à 24 dB (voir fig).



- TNL1 de première génération avec terminal de ligne :

C'est le genre de ligne pouvant être associé aux équipements de multiplexage MIC TNE1 de 2<sup>e</sup> génération et à l'équipement de multiplexage TNL1-2 de 2<sup>e</sup> génération. Dans ce cas, le schéma synoptique du TNL1 est conforme à la fig 2. La jonction entre équipements peut avoir à 1MHz un affaiblis-

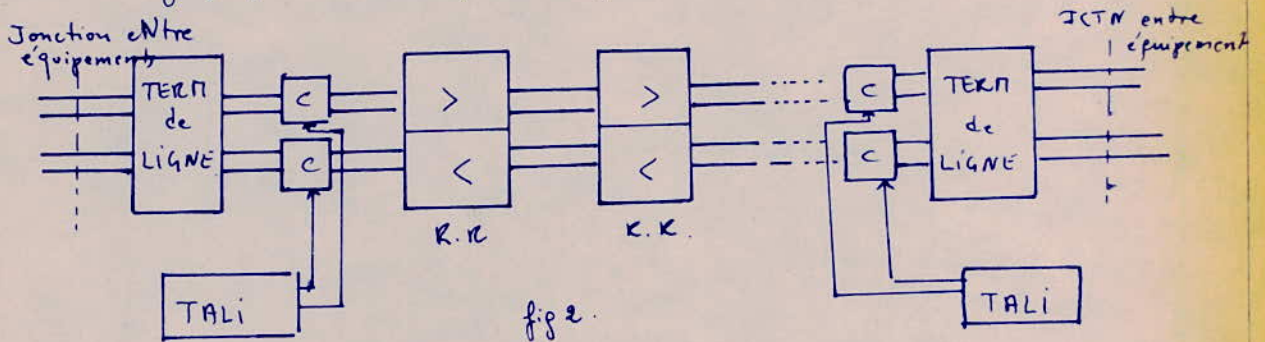


sement compris entre 0 et 6 dB. Avant au terminal de ligne il peut avoir tout affaiblissement compris entre 0 et 24 dB à la même fréquence.

b/ TNL1 de deuxième génération:

La deuxième génération est caractérisée par des R.R. miniaturisés, s'adaptant automatiquement à toutes les sections de câble dont l'affaiblissement à 1 MHz est compris entre 6 et 40 dB.

Son schéma synoptique est donné par la figure suivante :



Dans ce cas la jonction peut prendre n'importe quel affaiblissement compris entre 0 et 6 dB.

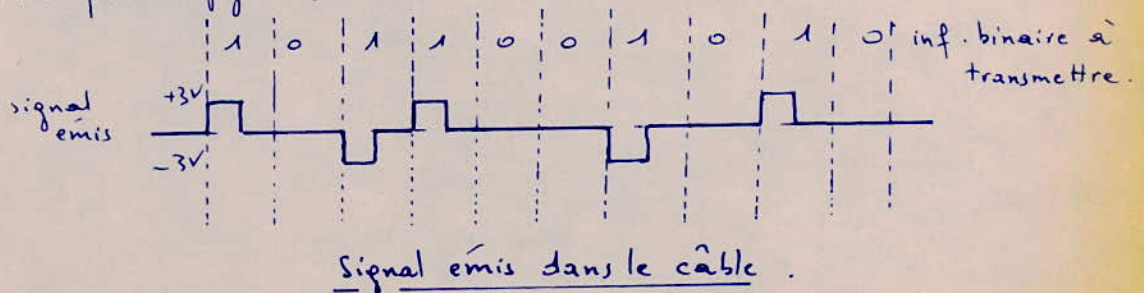
Nous rappelons succinctement la forme du signal émis dans le câble avant d'étudier les différents câbles utilisés.

3/ CARACTERISTIQUES et SPECTRE du SIGNAL émis dans le câble:

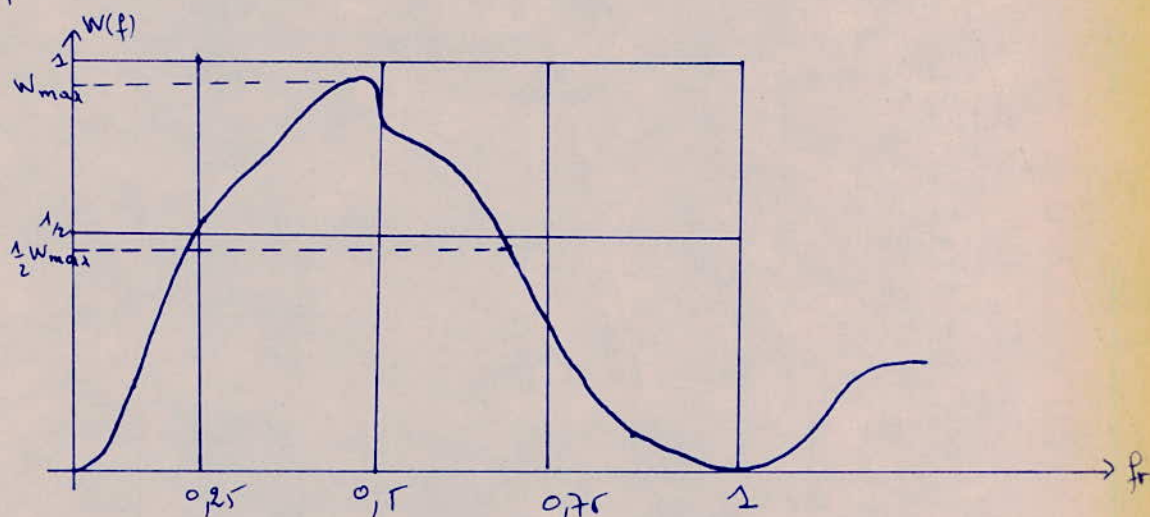
Le signal à la sortie de chaque rép-reg est, à quelques erreurs près, identique au signal émis par le transcodeur. C'est un signal numérique de code HDB<sub>3</sub> de rapport cyclique 1/2, d'amplitude crête à crête de 6V. Sa fréquence  $f_r$  en KHz est égale au débit D en Kbit/s :

$$f_r = 2048 \text{ KHz} \quad D = 2048 \text{ kbit/s}$$

Il est donné par la figure suivante :



La densité spectrale du train numérique présente deux maximums inégaux au voisinage de la demi-fréquence de rythme  $f_{r/2}$ , elle est nulle aux fréquences multiples de  $f_r$ . Le spectre du signal numérique est largement étendu autour de la fréquence  $f_{r/2}$  ( $= 1 \text{ MHz}$ ). La densité spectrale étant maximale à proximité de cette fréquence.



Densité spectrale du signal émis dans le câble :

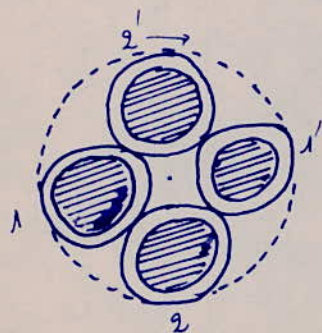
#### 4/ Caractéristiques des câbles utilisés :

Les câbles sont constitués de quarts : un quart est un ensemble de 4 conducteurs

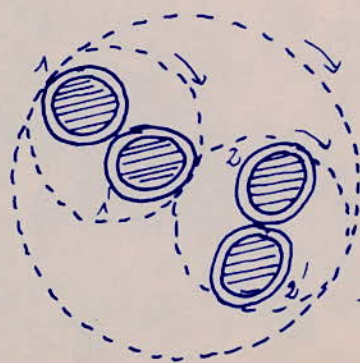
a/ Quartes à paires combinables, quartes en étoile :

- quartes en étoile : des quatre conducteurs sont tangents deux à deux. Chaque paire est constituée de 2 conducteurs opposés.

- Quartes à paires combinables : Ici chaque paire de conducteurs est câblée séparément, ensuite les 2 paires sont associées pour constituer le quart.



Quarte en Etoile (QE)



- Quarte à paires combinables (QC)

Les types de câbles les plus couramment utilisés en numérique sont donnés par le tableau suivant :

Types de câbles	Isolant	Dénomination	Affaiblissement kilométrique moyen à 1 MHz et à 15°C
QE: 0,9 mm - 38,5 nF/km	PAPIER	Câbles à QC 0,9 mm	11 dB environ.
QC 0,9 mm - 38,5 nF/km autoportés	Polyéthylène	Câbles autoportés régionaux	9 dB -
QE 1,0 mm 40 nF/km	PAPIER	Câbles sub-urbains série 81	12 dB -
QE 1,0 mm 50 nF/km	PAPIER	Câbles pour réseaux locaux - Série 84, 85, 87 (selon l'enveloppe)	15 dB -
QE : 0,8 mm 50 nF/km	PAPIER	Câbles pour réseaux locaux série 84, 85, 87	18 dB -
QE 0,8 mm 50 nF/km	Polyéthylène	Câbles pour réseaux locaux - enterrés : série 88 et 89 - portés : série 98 et 99	15 dB

b/ Impédance caractéristique et affaiblissement dans les câbles :

- L'impédance caractéristique d'une ligne.

À la fréquence de travail (1 MHz), nous sommes dans le cas où  $R \ll \omega L$ .  
L'impédance caractéristique de la ligne est donnée par:  $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$  avec  $Z_c$  pratiquement indépendante de la fréquence - la théorie des lignes donne :

- d'affaiblissement kilométrique :  $\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2}$   $\alpha$  en nepers/km.

Or à cette fréquence, la théorie des lignes montre que  $R = \omega L \sqrt{f}$ .

$R$  : résistance effective au km, d'une paire.

$G$  : pertittance kilométrique.

De plus pour les câbles isolés au polyéthylène  $G$  est très petit et par suite le terme  $\frac{GZ_c}{2}$  est négligé devant  $\frac{R}{2Z_c}$ . Quant à l'isolement au papier

on admet que  $G$  est proportionnel à la fréquence :  $G = C \omega \operatorname{tg} \delta$ .

La formule de l'affaiblissement devient alors :

- pour l'isolement au papier :  $\alpha = \frac{k}{2\tau_c} \sqrt{f} + (\tau_c \pi C \operatorname{tg} \delta) f$ .

C'est un affaiblissement de type :  $\alpha = k_1 \sqrt{f} + k_2 f$ .  $k_1, k_2 = \text{constantes}$ .  
dans le cas de QE de 0,8 mm - 50 nF/km  $\alpha = 15 \sqrt{f} + 3f$ .

$\alpha = 15 \sqrt{f} + 3f$	$f$ en MHz	$\alpha$ en dB/km.
-----------------------------	------------	--------------------

• Pour l'isolement au polyéthylène :

d'affaiblissement est du type  $\alpha = k_1 \sqrt{f}$  ; pratiquement dans le cas d'un câble à QE de 0,8 mm - 50 nF/km  $\alpha = 15 \sqrt{f}$   $f$  en MHz  $\alpha$  en dB/km

Remarques : - Il est nécessaire d'utiliser des câbles isolés au polyéthylène car ils introduisent un affaiblissement faible.

- l'affaiblissement varie avec la température : lorsque la température augmente de  $1^\circ\text{C}$ , l'affaiblissement ( $\alpha$ ) augmente de 2% de sa valeur.

### 5/ Diaphonie entre liaisons MIC :

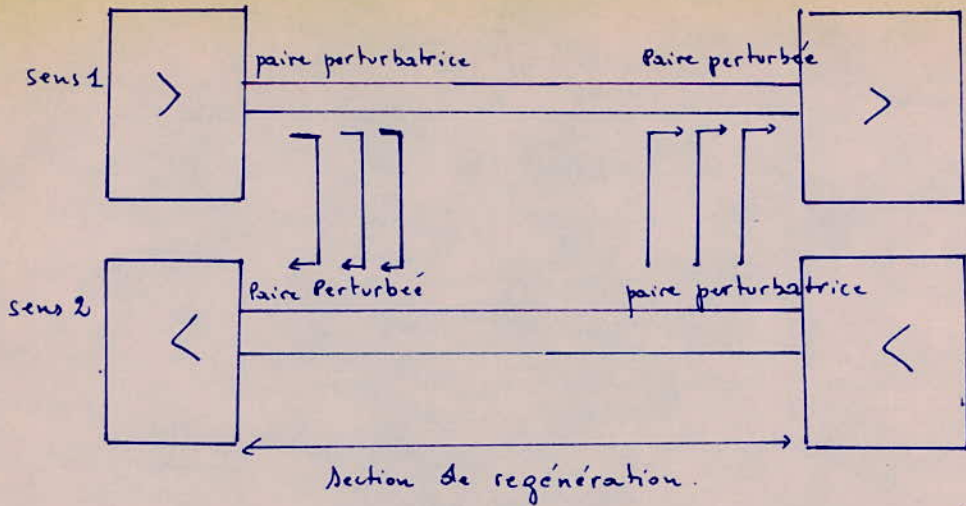
Entre deux paires d'un même câble, servant à acheminer l'information numérique existe toujours des interactions : ce sont des couplages magnétiques et capacitifs. Ce sont ces couplages qui produisent le bruit de diaphonie.

#### a/ PARADIAPHONIE :

La paradiaphonie est la diaphonie qui se produit entre des paires affectées à des sens de transmission opposés.

Seuls les 100 premiers mètres de câble à la sortie du rep. reg sont cause de paradiaphonie (de même qu'à l'entrée du R.R).

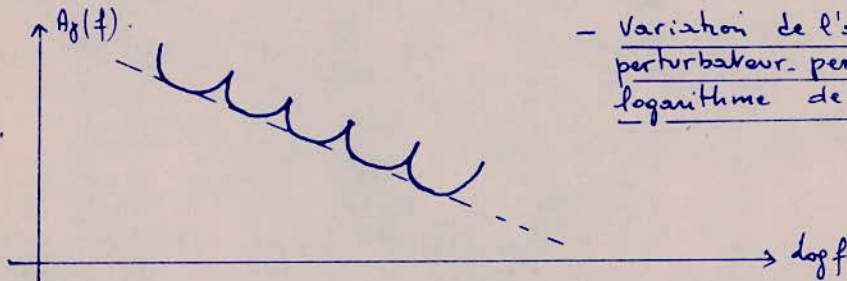
Comme le but de la <sup>mesure</sup> diaphonie sur les câbles est de s'assurer que  $B_{eff}$  vérifie la relation  $20 \log H/B_{eff} \geq 27 \text{ dB}$  sur tous les répéteurs on se servira alors d'un diaphomètre comprenant un voltmètre efficace à large bande.



SCHEMA REPRESENTATIF de la PARADIAPHONIE.

- Affaiblissement para diaphonique:  $A_p$ .

Nous donnerons ici la variation de l'affaiblissement para diaphonique  $A_p$  en fonction de la fréquence. Il s'agit bien entendu d'un couple perturbateur perturbé.

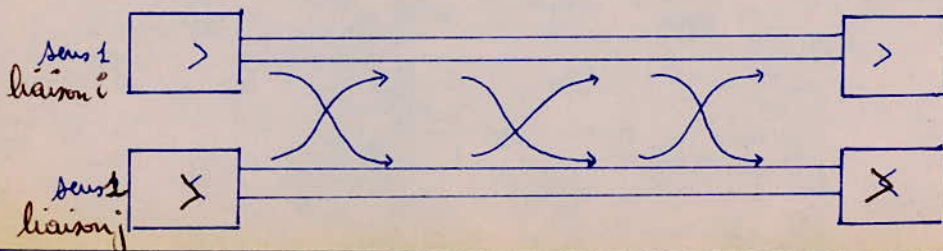


- Variation de l'affaiblissement d'un couple perturbateur perturbé en fonction du logarithme de la fréquence.

Cette courbe permettra de calculer la tension efficace de bruit de para diaphonie. Il faut donc pour pouvoir calculer cette tension efficace de bruit de para diaphonie que la courbe soit connue dans une bande de fréquence assez large autour de 1 MHz (pour notre cas).

b/ TELEDIAPHONIE :

La télédiaphonie est la diaphonie entre paires affectées au même sens de transmission.



## Variation de l'écart télédiaphonique $E_T$ avec la fréquence :

- Lorsque l'écart est faible (la télédiaphonie devient gênante); la courbe représentative de  $E_T(f)$  est régulière et correspond à une décroissance de 6dB/octave.
- Lorsque il est élevé (Télédiaphonie non gênante); la courbe représentative de  $E_T(f)$  présente des ondulations d'autant plus prononcées que cet écart est grand. L'enveloppe des minimums a une pente supérieure à 6dB.

### c/ Conclusion :

Le bruit recueilli à l'entrée du préampli-correcteur résulte de l'addition en puissance des bruits induits par chaque perturbateur en paradiaphonie et en télédiaphonie.

- Le bruit apporté par un perturbateur s'il est en paradiaphonie est très supérieur au bruit apporté par le perturbateur s'il est en télédiaphonie. Donc la paradiaphonie est plus gênante que la télédiaphonie.

- Le bruit de paradiaphonie augmente lorsque la longueur de la section croît.

- Le bruit de télédiaphonie augmente lorsque la longueur de la section croît.

### 5/ Mesure de la diaphonie et résultats (en régime numérique)

Un diaphomètre comprend essentiellement en régime numérique :

- Un émetteur à plusieurs sorties, le train à la sortie étant un train de code HDB3.
- Un préampli-correcteur à gain réglable manuellement.
- Un voltmètre efficace à large bande

Comme le but de mesure de la diaphonie est de s'assurer que  $B_{eff}$  vérifieait  $20 \log H/B_{eff} \geq 27 \text{ dB}$  soit  $B_{eff} = H/22$  sur tous les répéteurs.

La mesure consiste à envoyer dans une ou plusieurs paires perturbatrices des trains d'impulsions simulant les trains numériques devant emprunter ces paires et à mesurer  $B_{eff}$  à la sortie du préampli-correcteur analogue à celui du répéteur régénérateur et connecté à la paire perturbée considérée.

#### a/ Addition en puissance des bruits :

la puissance désignera le carré de la tension efficace de bruit:

$$P_{\max} = B_{\max}^2 = H \text{ en mV} \quad P_{\max} \text{ en } (mV)^2.$$

La puissance de bruit est la somme des puissances de bruit apportés par chacun des perturbateurs.

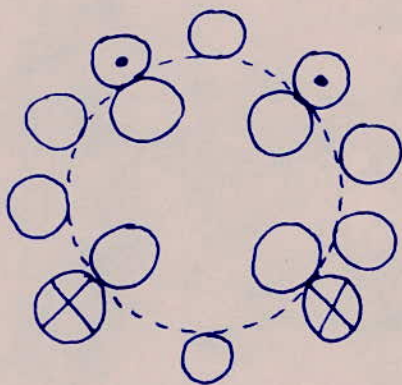
$$P_{\max} = B_{\max}^2 = \left(\frac{H}{22}\right)^2.$$

La section (longueur) de régénération étant fixée lors d'une mesure, le bruit apporté par un perturbateur à la sortie du préampli d'un perturbé dépend

- de ce qu'ils appartiennent ou non à des quartes de même pas.
- de leur éloignement dans le câble.

b/ affectation des quartes:

La règle d'affectation des quartes valables quelque soit l'échantillon de câble est la suivante (ex pour un câble à 14 quartes).



⊙ quartes affectées au sens 1 : véhiculant le sens 1 de 2 liaisons.

⊗ quartes affectées au sens 2 : véhiculant le sens 2 de 2 liaisons.

Si le câble contiendra quatre liaisons à 2 Mbits.

#### 6/ Perturbations autres que la diaphonie entre liaisons.

Comme autres perturbations entre les liaisons il existe:

- Des bruits de commutation, les signalisations et les signaux télégraphiques (TRON-ROX) empruntant le même câble que les liaisons numériques.

On évitera ces bruits en réduisant la longueur des sections pouvant être sujettes à ces perturbations (donc les sections terminales doivent avoir un affaiblissement inférieur à 15dB à 1MHz).

## 7/ Conclusion:

Pour des systèmes de transmission à débit numérique supérieur on utilise plusieurs quarts dont chacune véhiculera une liaison à 27bits. La qualité de la transmission dépend des modes de fabrication d'un câble de type donné. Elle est également fonction des longueurs des sections de régénération.

De plus, les câbles existent dans le commerce sous diverses formes; il a fallu uniformiser leur fabrication pour permettre leur remplissage en TIC.

## III/ TELÉALIMENTATION:

Les répéteurs sont téléalimentés par un courant continu constant depuis les extrémités. Ce courant est envoyé en ligne sur le fantôme de deux paires utilisées pour la transmission du signal. (75mA).

Une diode ZENER qui fixera la tension d'alimentation <sup>est</sup> commune aux deux sens de transmission du répéteur.

Le courant qui la traverse est la différence entre le courant de téléalimentation et le courant utilisé par le répéteur.

La diode est placée alternativement sur le sens aller et le sens retour et ceci afin d'équilibrer les tensions continues sur la ligne.

Le circuit fantôme formé par les deux paires de transmission numérique est le circuit porteur du courant de téléalimentation.

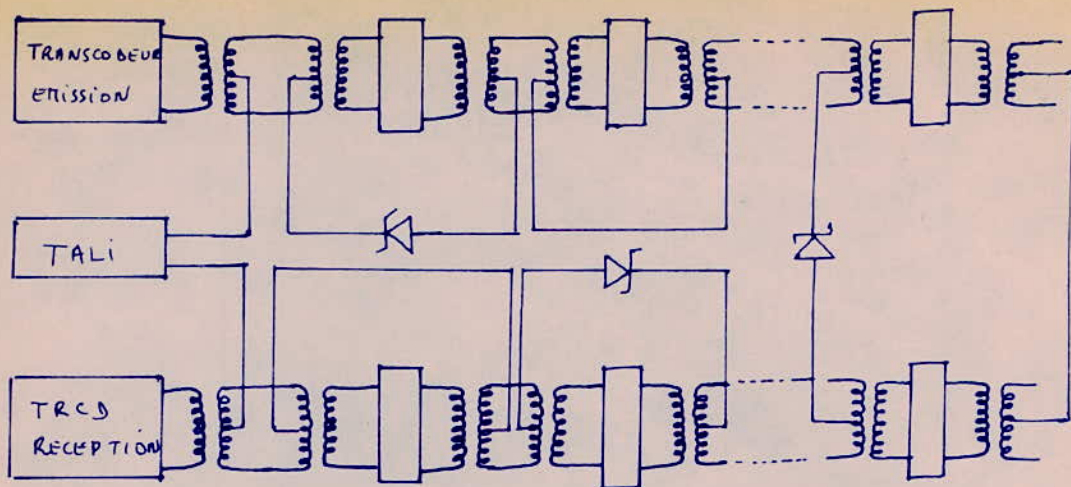
Selon la distance, la téléalimentation s'effectue soit à partir d'une seule extrémité, soit à partir des deux extrémités de la liaison.

La tension appliquée à chaque rép. régénérateur est réglée par une diode ZENER de 5,6V.

Le nombre de régénérateurs pouvant être téléalimentés à partir d'une seule extrémité dépendra de la tension max fournie par la source de téléalimentation. Avec 250V on téléalimente 20 répéteurs-reg. par extrémité pour des câbles de 9,8 mm de diamètre.

Nous donnerons le schéma de principe de téléalimentation des répéteurs (fig a).





figa: Principe de téléalimentation des répéteurs.

La diode ZENER est branchée en bouclage pour le dernier répéteur téléalimenté.

Si la téléalimentation s'effectue à partir des deux liaisons la liaison peut être de 70 km sans station d'énergie intermédiaire.

#### IV TELELOCALISATION DES DEFAUTS :

##### 1/ INTRODUCTION :

Il est nécessaire de localiser le répéteur défaillant d'une liaison en cas de fonctionnement anormal. Comme la liaison comporte plusieurs répéteurs on devra pouvoir détecter lequel est défaillant.

Le principe de télélocalisation est la télécommande de bouclage entre la sortie du sens aller et l'entrée du sens retour d'un répéteur-régénérateur.

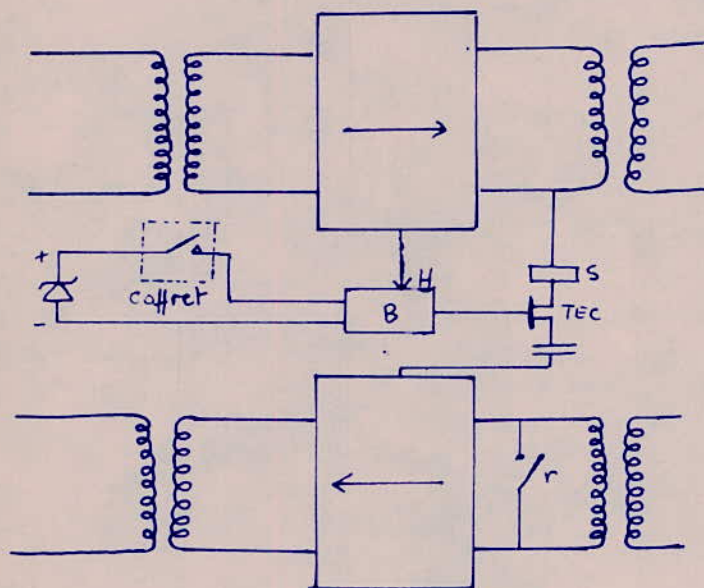
On pourra interrompre la liaison après un nombre quelconque de sections et les signaux émis reviennent au point de départ.

L'opération de bouclage est télécommandée à partir de la station directrice. Cette opération se fait en deux étapes.

- D'abord le pot dans lequel se trouve le répéteur défaillant est appelé.
- Ensuite une information est envoyée sur la ligne que l'on voudrait contrôler. Alors seul le répéteur se trouvant sur cette ligne et dans le pot correspondant se met en bouclage.

## 2/ PRINCIPLE de FONCTIONNEMENT du RESEAU de BOUCLAGE.

En plus de ce qui a été dit précédemment concernant les répéteurs et pour répondre aux impératifs de télélocalisation, chaque répéteur comportera une bascule à transistor, un TEC, un simulateur de câble fixe et un relai.



- RESEAU DE BOUCLAGE :

En fonctionnement normal la bascule n'est pas alimentée. Elle est à l'état "0" et le TEC est bloqué. Le signal de basculement est fourni par le circuit de récupération de rythme du sens aller du répéteur. En fonctionnement normal la bascule est à l'état "0", le TEC est bloqué et le relai r est ouvert.

L'opération de bouclage consiste donc de faire passer la bascule B à l'état "1" afin que le TEC puisse être passant. L'ensemble jouera alors le rôle d'interrupteur des informations: les signaux sont réinjectés sur l'entrée du sens retour à travers le simulateur S. Le relai r est fermé et court-circuite l'entrée afin qu'aucun signal du sens retour ne puisse passer. C'est le fonctionnement en bouclage.

Comme cela a été dit en introduction l'opération s'effectuera en deux étapes:

- Appel du pot dans lequel on désire intervenir.
- Bouclage.

### a/ Appel d'un pot:

On utilisera une paire auxiliaire prise dans la même quarte que la paire de service. L'appel d'un pot se fait depuis la station directrice. On envoie sur la paire de télélocalisation un courant continu de 15 mA que l'on interrompt  $n$  fois pour appeler le pot  $n$ . Tout cela se fera en quelques secondes seulement. Lorsque le pot  $n$  est appelé les 6 contacts placés dans ce pot sont fermés et les bascules B correspondantes sont alimentées. Les autres relais restent ouverts. Le pot correspondant étant atteint, les bascules restent toujours à l'état "0" (ou la présence de H), il n'y a pas encore de bouclage car le TEC est bloqué.

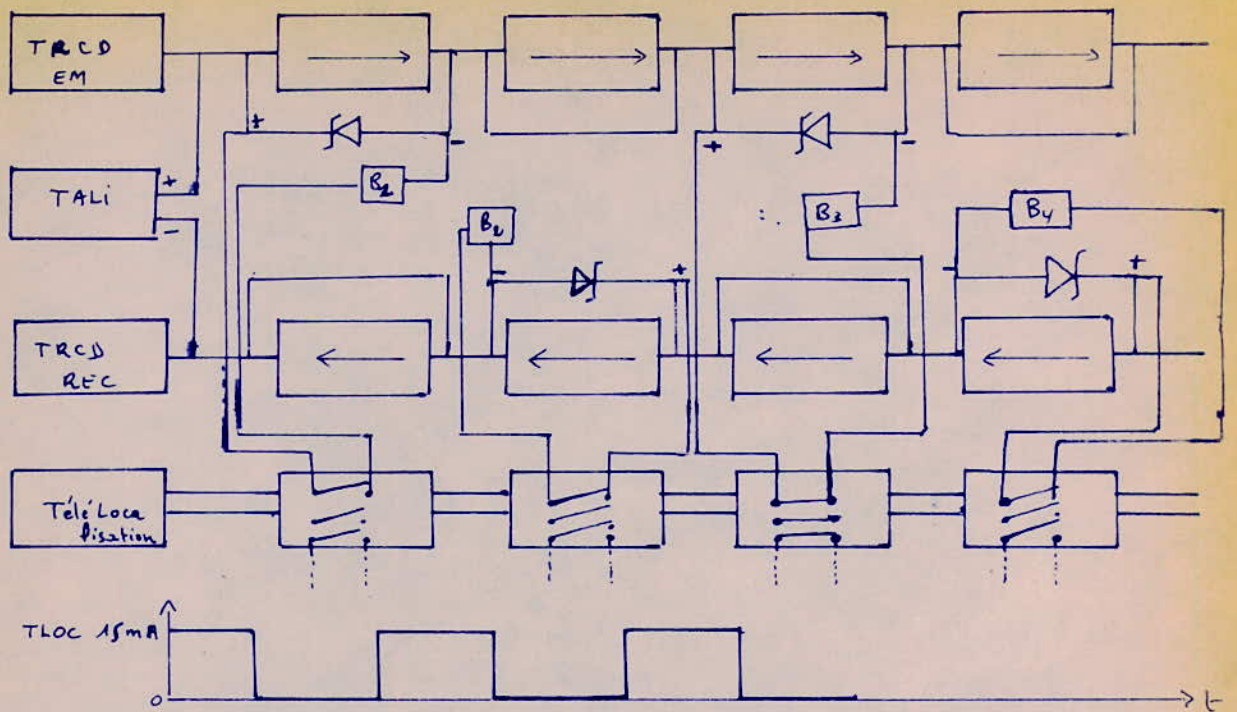
### b/ Télécommande de bouclage:

Comme l'opération de bouclage consiste à faire passer la bascule à l'état "1" pour rendre le TEC passant il suffira alors de couper le signal de rythme H.

Le pot a été appelé, les bascules de tous les répéteurs qui s'y trouvent sont alimentées mais restent à "0". Pour boucler l'un des répéteurs du pot appelé, il suffit de couper le signal d'émission sur la liaison correspondante (actionné à partir de la station directrice). Tous les sens aller de cette ligne vont perdre leur horloge H. Alors seul le répéteur qui s'y trouve à la fois dans le pot  $n^{\circ}$  et sur la ligne choisie va se mettre en position de bouclage. C'est la disparition du signal de rythme qui a provoqué le passage à l'état "1" de la bascule B donc rendant passant le TEC; et c'est à ce moment que le bouclage s'effectuera. Si l'on remet le signal d'émission, la bascule reste à "1" et la station reçoit sur la paire réception les informations envoyées sur la paire émission.

Le passage à "1" de la bascule provoque la fermeture du relai  $r$  qui isole le répéteur bouclé des informations provenant de l'autre extrémité de la liaison.

Comment remettre à zéro la bascule?



### TELELOCALISATION.

Pour supprimer le bouclage effectué sur un répéteur du pot  $n$ , il suffit de remettre la bascule à zéro. On coupe alors l'alimentation, en ouvrant les contacts du relai.

Pour cela on inversera le sens du courant continu sur la paire de télélocalisation. Les contacts du relai sont alors ouverts: c'est la remise à zéro générale de toutes les bascules.

Ainsi on recommencera le processus de bouclage pour le nouveau répéteur choisi.

c/ Conclusion: Le système de télélocalisation permet à un seul opérateur d'effectuer le bouclage à un endroit quelconque tout en permettant la maintenance des liaisons.

Quand l'information est reçue après bouclage, un contrôle du taux d'erreurs fournit immédiatement le bon ou le mauvais fonctionnement des répéteurs précédents le point de bouclage.

La paire de télélocalisation est commune à plusieurs liaisons Mic, si la ligne en contient plusieurs. d'ensemble des répéteurs encastrés dans un même

boitier est appelé pot.

# LES APPAREILS DE MESURE

## I DIAPHOMÈTRE :

### 1/ Présentation de la méthode de mesure en régime numérique :

La méthode consiste à envoyer dans un certain nombre de paires perturbatrices des impulsions ressemblant aux trains numériques devant emprunter ces paires en fonctionnement normal et à mesurer la tension efficace de bruit à la sortie d'un amplificateur-correcteur analogue à celui d'un répéteur-régénérateur et connecté à la paire perturbée considérée.

#### - Constitution de l'appareil :

Le diaphomètre fournit la tension efficace de bruit apportée soit en paradiaphonie, soit en télédiaphonie. L'appareil comprend :

- Un émetteur comportant autant de sorties que de perturbateurs sur les câbles à mesurer.
- Un récepteur légèrement différent du répéteur-régénérateur de ligne.
- Un dispositif manuel de réglage du gain
- Un voltmètre efficace à large bande.

#### - Interprétation des mesures :

Les mesures à effectuer sur une section de câble sont les suivantes :

- mesures de télédiaphonie : l'amplificateur du récepteur est réglé sur l'affaiblissement de la paire mesurée - (voir fig 1)
- mesures de paradiaphonie : l'émetteur et le récepteur se trouvent à la même extrémité de la section. L'amplificateur est alors réglé à l'aide d'un réseau correspondant à l'affaiblissement à 1 MHz d'une section d'amplification de longueur maximale. (fig 2)

Le but de ces mesures est de vérifier que  $20 \log H/B_{\text{eff}} \geq 29 \text{ dB}$  d'où

$$B_{\text{eff}} \leq \frac{H}{28}$$

Dans cette formule  $B_{\text{eff}}$  est la somme quadratique des divers bruits mesurés sur la paire en essai.

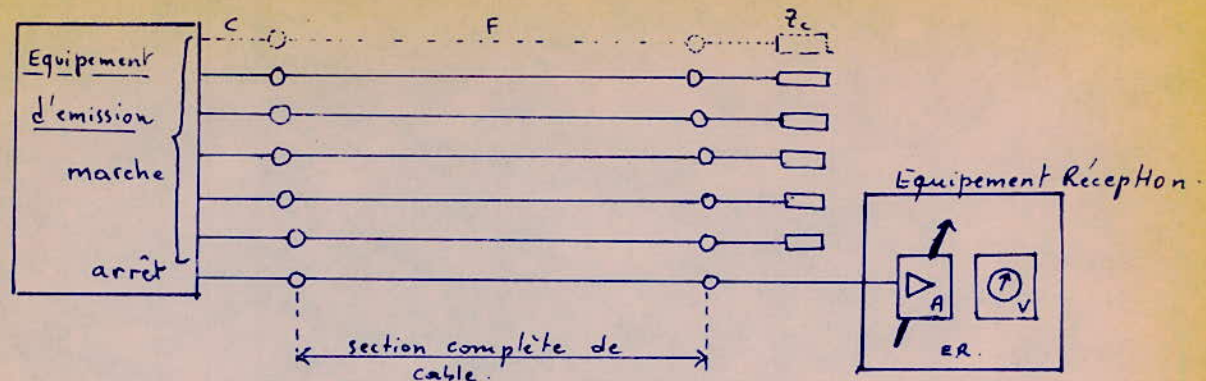


fig1: Montage de mesure du bruit de télédiaphonie.

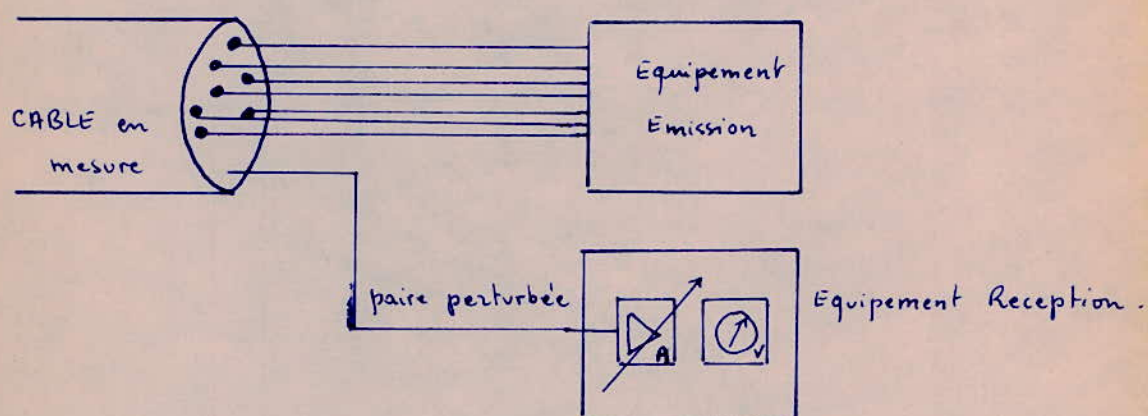


fig2: Montage de mesure du bruit de para-diaphonie.

## II/ APPAREIL DE MESURE DU TAUX D'ERREUR : LE TE 75A :

Un appareil unique couvrirait les besoins relatifs aux lignes à 2 et à 8 Mbits/s (TNL1 et TNL2). L'appareil porte le nom de TE 75A qui est actuellement utilisé.

### a/ Mesures à effectuer :

Les paramètres qu'on mesure sont le taux d'erreur, la marge en fréquence et le temps de propagation. Cet appareil réalise l'émission et l'identification du signal d'inhibition d'alarme et donne des supervisions relatives aux signaux reçus.

- La marge en fréquence est le domaine de fréquence dans lequel la ligne en mesure fonctionne sans erreurs. Elle s'exprime en  $\pm \Delta F$  par rapport à la fréquence nominale qui est de 2048 kHz.

- La mesure du temps de propagation correspond à un contrôle de l'opération de télélocalisation. La durée du trajet du signal de test dans la boucle rend compte de la localisation du point de bouclage.

### b/ CARACTÉRISTIQUES de l'appareil :

#### - à l'ÉMISSION :

- Séquences engendrées : - pseudo-aléatoire de 32767 éléments binaires ;  
- signal caractéristique 111....
- Code des signaux : - HDB<sub>3</sub> conforme aux jonctions TNL1 et TNL2  
- binaire / horloge.
- Fonctions annexes : - création d'erreurs pour le test de l'appareil ;  
- coupure du signal émis par bouton à retour.

#### - À LA RÉCEPTION :

- Code des signaux : - HDB<sub>3</sub> conforme aux jonctions TNL1 et TNL2  
- binaire / horloge
- Détection des erreurs : - élément binaire à élément binaire sur le message pseudo-aléatoire.  
- erreur LIGNE indépendamment du contenu du signal.



- signalisations visuelles : - de la réception du signal caractéristique
  - des erreurs détectées
  - du défaut de signal reçu -
- Fonctions annexes : - entrée pour le comptage d'erreurs extérieures
  - sortie des erreurs détectées -
  - sortie de la fréquence d'horloge récupérée
  - sortie de la synchronisation de la séquence émise

#### - PILOTAGE :

- Fréquences normales ( $F_n$ ) : - 2048 kHz, stabilité :  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$ .
- Fréquences d'horloge variables : -  $2048 \pm 50$  kHz.

#### - Unité de mesure :

- Affichage de la valeur  $N$ , caractérisant le taux d'erreurs égal à  $10^{-N}$
- Affichage de la marge en Fréquence  $\Delta F$  :  $\pm \dots$  kHz.
- Affichage du temps de propagation  $T_p$  :  $\dots \mu s$
- Affichage du nombre d'erreurs pendant un durée choisie  $\dots$

#### c/ Conclusion :

LE TE75A est un appareil de mesure spécifique des systèmes TN1 et TN2. C'est un appareil de chantier de manipulation simple, conçu pour répondre aux besoins des services d'exploitation pour les opérations de mise en service, de maintenance et de dépannage.

## CONCLUSION

Les principaux supports de transmission employés actuellement sont les faisceaux Hertziens analogiques et numériques, les câbles et les satellites. Dans un proche avenir, on envisage l'utilisation des guides d'ondes circulaires et des fibres optiques.

Jusque là on utilisait les faisceaux hertziens analogiques pour véhiculer les informations par l'intermédiaire de porteuses radioélectriques. Leur utilisation dans le domaine des télécommunications reste toujours appréciable.

Mais l'intérêt croissant pour l'utilisation des techniques numériques a fait développer les faisceaux Hertziens numériques. Ces derniers ne se substituent pas entièrement aux faisceaux hertziens analogiques mais ils leur sont préférés quand il s'agit de distances relativement faibles.

Des installations de stations d'émission et de réception pour les faisceaux hertziens numériques sont coûteuses; c'est pourquoi l'acheminement de l'information par câble s'avère facile et moins chère.

En effet la transmission numérique par câbles peut servir de raccordement aux faisceaux hertziens numériques - ce qui permet d'éviter l'installation de hautes antennes dans les zones inaccessibles.

Les câbles sont généralement employés pour desservir l'information dans les localités proches de l'émetteur.

Leur portée est faible, elle ne dépasse pas généralement 50 kms.

Ainsi d'une façon générale les systèmes numériques sont à la base des futurs réseaux intégrés des Télécommunications. Il peut coexister sur le même support de transmission des informations différentes telles que : des conversations téléphoniques, télégraphie, données numériques, télévision codée numériquement etc....

Les câbles permettent l'acheminement de l'information à un débit de

52 Mbits/s ce qui correspond à une capacité de 720 voies téléphoniques

Les recherches actuelles se proposent d'augmenter considérablement ce débit jusqu'à 900 Mbits/s. Ainsi à des débits pareils, la technique numérique permettra à l'abonné de recevoir des communications téléphoniques où il pourra parler simultanément avec plusieurs correspondants, de la stéréophonie, de la visiophonie et des informations.

## RAPPELS MATHÉMATIQUES

### 1/ SÉRIES DE FOURIER.

#### a/ Cas de fonctions

des séries de FOURIER jouent un rôle important pour représenter les fonctions périodiques. Il est utile de rappeler le théorème suivant :

Si  $\rho(t)$  est une fonction périodique de période  $T$  à variations bornées dans l'intervalle période, la série de FOURIER est convergente uniformément dans tout intervalle où  $\rho(t)$  est continue. On peut donc écrire

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=-N}^{+N} c_n \cdot e^{in\omega t} = \frac{1}{2} [\rho(t+0) + \rho(t-0)]$$

des coefficients  $c_n$  sont donnés par  $c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \rho(t) \cdot e^{-in\omega t} dt = \frac{2\pi}{T}$

Dans le cas d'une fonction  $\rho(t)$  réelle :  $c_{-n} = c_n^*$

Il est possible en groupant 2 à 2 les valeurs opposées de  $n$  de remplacer la série d'exponentielle par :

$$a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

avec  $a_0 = c_0$

$$a_n = c_n + c_{-n}$$

$$b_n = i(c_n - c_{-n})$$

#### b/ Cas de distribution :

Les distributions périodiques peuvent également être développées en série de FOURIER - Ainsi, nous avons l'occasion d'utiliser le résultat suivant qui représente le développement d'une suite périodique de distribution de DIRAC :

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{i2\pi(n/T)t}$$

### 2/ TRANSFORMATION DE FOURIER :

#### a/ Cas de fonctions :

Soit  $\rho(t)$  une fonction à valeurs complexes de la variable réelle  $t$ . Sa transformée de Fourier est :

$$S(f) = \mathcal{F}(\rho(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(t) \cdot e^{-i2\pi ft} dt.$$

Nous noterons  $\rho(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S(f)$ .

Lorsque  $\rho(t) \in L^1$  c'est à dire lorsque  $\int_{-\infty}^{+\infty} |\rho(t)| dt < +\infty$

la fonction  $S(f)$  est continue, bornée et tend vers "0" quand  $|f|$  tend vers l'infini. Si  $\rho(t)$  est  $m$  fois continue différentiable et si ses dérivées d'ordre  $\leq m$  sont intégrables, on a :

$$\rho^{(m)}(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} (i2\pi f)^m S(f).$$

Si  $t^m \rho(t)$  est intégrable,  $S(f)$  est  $m$  fois continue différentiable et

$$(-i2\pi t)^m \rho(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S^{(m)}(f).$$

On montre aisément les résultats

$$\rho(at+b) \xrightarrow{\mathcal{F}} \frac{1}{|a|} \cdot e^{i2\pi(b/a)f} S(f/a).$$

$$\rho^*(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S^*(-f)$$

Inversement si  $s(t) \in L^1$  est à variation bornée au voisinage du point  $a$ , on peut démontrer que :

$$\frac{\rho(a+0) + \rho(a-0)}{2} = \lim_{A \rightarrow \infty} \int_{-A}^{+A} e^{i2\pi af} S(f) df.$$

Il faut remarquer que  $S(f)$  n'est pas nécessairement intégrable et que l'intégrale précédente ne converge qu'au sens de la valeur principale de CAUCHY. Si  $\rho(t)$  est continue au point  $a$  :

$$\rho(a) = \lim_{A \rightarrow \infty} \int_{-A}^{+A} e^{i2\pi af} S(f) df.$$

C'est la formule d'inversion que nous écrivons :

$$\rho(t) = \overline{\mathcal{F}}[S(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \cdot e^{i2\pi ft} df$$

Une propriété essentielle de la transformation de FOURIER est de changer le produit de convolution en produit simple et inversement. Pour 2 fonctions  $f(t)$  et  $g(t) \in L^1$  on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} f(t) * g(t) \xrightarrow{\mathcal{F}, \overline{\mathcal{F}}} S(f) \cdot G(f) \\ f(t) \cdot g(t) \xrightarrow{\mathcal{F}, \overline{\mathcal{F}}} S(f) * G(f) \end{array} \right.$$

Ces résultats sont valables pour les transformations  $F$  et  $\bar{F}$

b/ Cas de distribution :

Il est possible d'étendre la notion de transformation de FOURIER au cas des fonctions non intégrables et plus généralement au cas des distributions tempérées. Les distributions tempérées que nous rencontrerons sont :

- Les fonctions de carré intégrable  $\rho(t) \in L^2$  telle que  $\int_{-\infty}^{+\infty} |\rho^2(t)| dt < +\infty$
- Les fonctions bornées, par exemple  $S(f)$  de  $\rho(t) \in L^2$ , la fonction échelon unité  $\gamma(t)$ , la fonction signe  $\text{sgn} t$ .

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

$$\text{sgn} t = \begin{cases} +1 & t > 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases}$$

- Les distributions à support borné par exemple  $\delta(t-nT)$

D'une manière générale, la transformée  $V$  d'une distribution tempérée  $U$  est une distribution tempérée et la formule d'inversion est toujours valable ce qui permet d'écrire

$$U \xrightleftharpoons[F]{F} V$$

Considérons deux fonctions de carré intégrable  $\rho(t), g(t) \in L^2$ ,  $\rho(t) \cdot g(t)$  est intégrable :  $\rho(t) \cdot g(t) \in L^1$ . Les transformées  $S(f)$  et  $G(f)$  sont des fonctions de carré intégrable définies presque partout, et liées par la relation fondamentale de PARSEVAL.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \rho(t) \cdot g^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \cdot G^*(f) df$$

$$\text{Il en résulte } \int_{-\infty}^{+\infty} |\rho(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df$$

Nous aurons également l'occasion d'utiliser la propriété suivante : la transformée de FOURIER d'une distribution tempérée à support borné est une fonction continue. Par exemple

$$\delta(t) \xrightarrow{F} 1$$

Pour une distribution de DIRAC périodique on démontre que

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t-nT) \xrightarrow{F} \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{n}{T}\right)$$

La transformée de FOURIER d'une série de FOURIER existe et s'écrit

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{i 2\pi (n/T) t} \xrightarrow{F} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \delta(f - n/T)$$

Un certain nombre de transformées sont couramment utilisés dans la théorie de la communication.

### 3/ LA FONCTION D'AUTOCORRELATION:

Le spectre complexe est l'image du signal  $s(t)$ . Les fonctions de corrélation permettent de définir des spectres qui caractérisent uniquement les propriétés énergétiques de signaux.

C'est pourquoi elles sont définies pour des signaux d'énergie et de puissance finie.

#### a/ Fonction d'autocorrélation.

##### - SIGNAL D'ÉNERGIE FINIE

Soit un signal réel  $s(t) \in L^1$ . Sa fonction d'autocorrélation  $R_s(\tau)$  est le produit de convolution :

$$R_s(\tau) = s(t) * s(-t).$$

Remarque: PRODUIT DE CONVOLUTION:

##### • Cas de 2 fonctions:

Le produit de convolution  $h(t)$  de deux fonctions  $f(t)$  et  $g(t)$  est défini lorsqu'il a un sens par l'intégrale

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t-x) \cdot g(x) dx = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \cdot g(t-x) dx.$$

On note plus simplement  $h(t) = g(t) * f(t) = f(t) * g(t)$ .

##### • Cas de distributions:

On définit également un produit de convolution pour deux distributions. Nous aurons principalement affaire à la distribution de DIRAC  $\delta(t-T)$  qui représente une percussive appliquée à l'instant  $T$  et à ses dérivées. C'est pourquoi nous retiendrons les formules suivantes:

$$\delta(t-T) * f(t) = f(t-T)$$

$$\delta^{(m)}(t) * f(t) = \frac{d^m}{dt^m} [f(t)].$$

Les résultats précédents s'appliquent au cas de la convolution par une série périodique de distribution de DIRAC. On obtient une série de translatés :

$$f(t) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t - nT)$$

Il ne faut pas confondre le produit de convolution avec le produit simple pour lequel :

$$f(t) * \delta(t - T) = f(T) \cdot \delta(t - T)$$

$$f(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(nT) \cdot \delta(t - nT)$$

Il faut être prudent en appliquant la formule précédente, le produit  $f(t) \cdot \delta(t - T)$  n'étant défini que si  $f(t)$  est continu au voisinage de  $T$ . Le produit de convolution de 2 distributions de DIRAC n'existe pas.

La fonction d'auto-correlation étant :

$$R_p(\tau) = p(t) * p(-t) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) \cdot p(t + \tau) dt$$

fonction paire  $\in L^1$  définie pour  $\tau=0$  que si  $p(t) \in L^1 \cap L^2$  c.à.d si  $p(t)$  est un signal d'énergie finie. Alors  $R_p(0) = E_p$ .

$$R_p(\tau) \xrightarrow{F} S(f) \cdot S(-f) = |S(f)|^2$$

Ceci peut s'écrire

$$E_s = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df = 2 \int_0^{+\infty} |S(f)|^2 df$$

Le carré du module du spectre complexe représente donc la distribution spectrale de l'énergie du signal. On l'appelle donc spectre d'énergie.

Dans le cas d'un signal complexe il faut écrire :

$$R_p(\tau) = p^*(-t) * p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} p^*(t) \cdot p(t + \tau) dt$$

- SIGNAL de puissance moyenne finie :

$$R_p(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} p(t) \cdot p(t + \tau) dt$$

On définit une distribution spectrale  $G_p(f)$  de la puissance moyenne :

$$G_p(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |S_T(f)|^2$$

On démontre que  $G_p(f)$  est la transformée de FOURIER de  $R_p(\tau)$



$$R_p(z) \xrightleftharpoons{F} G_p(f)$$

Il en résulte 
$$P_p = \int_{-\infty}^{+\infty} G_p(f) df = 2 \int_0^{+\infty} G_p(f) df$$

La distribution  $G_p(f)$  est appelée spectre de puissance. Elle est positive et paire.

#### 4/ THEOREME DE SHANNON:

Un signal  $p(t)$  dont le spectre ne contient aucune fréquence supérieure à  $f_m$ , est entièrement défini par les valeurs qu'il prend à des instants d'échantillonnage séparés entre eux d'un temps inférieur à  $T = \frac{1}{2f_m}$ .  $\frac{1}{T}$  est alors la fréquence d'échantillonnage:

- Le signal original est retrouvé en faisant passer le signal échantillonné dans un filtre passe-bas idéal, de fréquence de coupure  $f_m$
- Etant donné que seule compte la largeur de bande du signal, le théorème de Shannon peut énoncer de manière plus générale:

Un signal dont le spectre occupe une bande de largeur  $B$  est entièrement défini par les valeurs qu'il prend à des instants séparés entre eux d'au moins  $\frac{1}{2B}$ .

- De manière pratique, la fréquence d'échantillonnage a une valeur légèrement supérieur à  $2B$  ex: pour une bande téléphonique 300-3400 Hz;  $f_e = 8000$  Hz

#### a/ Démonstration:

Soit  $p(t)$  un signal et  $S(\omega)$  sa transformée de FOURIER, on a:

$$p(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

Pour  $\omega \in [-2\pi f_m, +2\pi f_m]$ ,  $S(\omega)$  est décomposable en série de FOURIER

$$S(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n \cdot e^{jn\omega/2f_m}$$

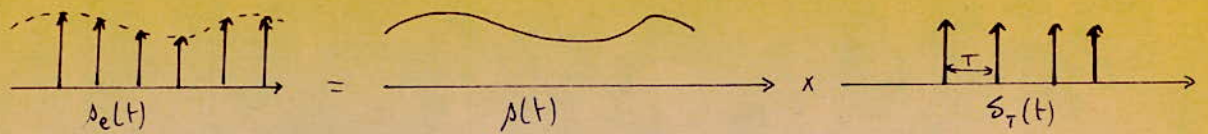
$$S_n = \frac{1}{4\pi f_m} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} S(\omega) \cdot e^{jn\omega/2f_m} d\omega$$

Soit en posant  $t_n = \frac{n}{2f_m}$

$$S_n = \frac{1}{2f_m} p(t_n)$$

Donc, la donnée des valeurs  $p(t_n)$  détermine les valeurs de  $S_n$  et par suite  $S(\omega)$  c'est à dire  $p(t)$ .

Remarque: Le signal échantillonné  $p_e(t)$  peut s'écrire  $p_e(t) = p(t) \cdot \delta_T(t)$

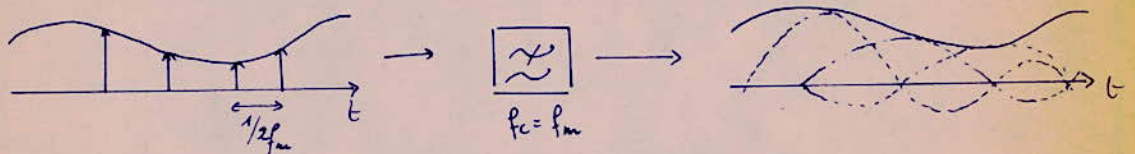


## 2/ Aspect temporel du théorème de SHANNON :

L'expression analytique de  $s(t)$  à partir de  $s(t_n)$  s'écrit :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} \left( \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2f_m} s(t_n) \cdot e^{-j\omega t_n} \right) e^{j\omega t} d\omega \\
 &= \frac{1}{4\pi f_m} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(t_n) \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} e^{j\omega(t-t_n)} d\omega \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(t_n) \cdot \text{Sa} [2\pi f_m(t-t_n)]
 \end{aligned}$$

$s(t)$  est donc la réponse d'un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure  $f_m$  au signal échantillonné.



- Aspect temporel du th. de Shannon.

## 3/ Aspect spectral :

Soit  $S_e(\omega)$  la transformée de FOURIER de  $s_e(t)$  on a :

$$S_e(\omega) = \frac{1}{2\pi} S(\omega) \otimes \omega_e \cdot S_{\omega_e}(\omega) \quad \text{avec } \omega_e = 2\omega_m$$

Par suite, une composante  $S(\omega_1)$  de  $S(\omega)$  avec  $\omega_1 < \omega_m$  donne pour  $S_e(\omega)$  les composantes  $S(\omega_1)$  et  $S(n\omega_e \pm \omega_1)$  avec  $n \neq 0$  et  $|n\omega_e \pm \omega_1| > \omega_m$ .

Il n'y a donc pas de recouvrement de bande et par suite le spectre  $S(\omega)$  se retrouve sans celui de  $S_e(\omega)$ . En effet on a :

$$S_e(\omega) \underset{\omega_e}{=} S(\omega) = \frac{\omega_e}{2\pi} S(\omega) = 2f_m \cdot S(\omega)$$

## BIBLIOGRAPHIE:

- \* THEORIE DE LA COMMUNICATION.
- \* CABLES et TRANSMISSION (TRANSMISSIONS NUMERIQUES)  
N° particulier DECEMBRE 1975.
- \* TRANSMISSION TELEPHONIQUE - Théorie des LIGNES :  
R. CROZE et L. SIMON .
- \* THÉORIE DE LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION  
ALEXANDRU SPĂTARU.
- \* REVUE L'ONDE ELECTRIQUE Fascule n° 2 , Fev 1974 pp 73-80.