

29/77

UNIVERSITÉ D'ALGER

ELECTRONIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

104

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

الدراسة الوطنية للعلوم الهندسية

ETUDE ET SYNTHÈSE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHÈQUE

MODULATION DELTA

Proposé par

A. ADANE et F. KELLIL

Étudié par

HADDAD MOHAND CHERIF
et
SOUFI MOHAMED

Promotion : JANVIER 1977

TRONG

Feiron

EXT

Guet

TRONG

Feiron

EXT

Guet

UNIVERSITÉ D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

**ETUDE ET SYNTHÈSE
DE LA
MODULATION DELTA**

Proposé par

A. ADANE et F. KELLIL

Étudié par

**HADDAD MOHAND CHERIF
et
SOUFI MOHAMED**

Promotion : JANVIER 1977

Nous tenons à remercier M^I ADANE ,chef du département électricité à l'ENPA et M^I F.KELLIL de l'université de Montreal, Ingénieur à l'E.N.M.A., qui n'ont ménagé ni leur peine, ni leur temps précieux pour l'aide qu'ils n'ont cessé de prodiguer tout au long de la préparation de notre projet.

Nous remercions également tous les professeurs qui ont contribué à notre formation, ainsi que tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin. Qu'ils puissent y trouver l'expression de toute notre gratitude.

- A nos parents
en témoignage de notre profonde affection
 - A tous nos amis
- On dédie ce modeste ouvrage.

M^I M. SOUFI

M^I M.C. HADDAD.

- A la mémoire de mon **Grand-Père** BOUCHEMMA BEZZA.
- A mon Père, ma mère, mes frères et soeurs.
- A tous mes Amis.

Je dédie ce projet de fin d'études.

HADDAD MOHAND-CHERIF.

- A mon Père, ma mère, mes Frères et sœurs.
 - A mon oncle SOUFI HADJ Ahmed.
 - A ma tante KEDATILI L'HADJA Nadjia.
 - A la famille SIDI MOUSSA.
 - A mes amis: SIDI MOUSSA Abderrahmane, DEN HESDAH Abderrahmane,
DEN MADROUK Mustapha, SERRI Mourad, SEMAQUI Salah,
- Je dédie ce projet de fin d'études.

SOUFI Mohamed.

1- PRESENTATION DU SUJET

Le but de ce projet de fin d'études est de tenter de faire une étude de synthèse de la modulation delta et ceci des premiers développements jusqu'aux améliorations récentes. Naturellement le fait que ce nouveau type de modulation est encore perfectible ne permet pas de faire une synthèse définitive et complète. Nous nous attacherons cependant à rendre exhaustives les caractéristiques propres de la modulation delta, d'en dégager les premières améliorations apportées et enfin les problèmes restants suspendus parcequ'ils sont liés aux applications pratiques. Ceci en espérant que ce premier travail, loin de constituer une fin en soi, constituerait une étape utile pour aborder une étude plus approfondie ou des réalisations éventuelles.

La modulation delta est un procédé de codage d'information analogique sous forme numérique. Son application a d'abord été envisagée à la téléphonie. Dans ce domaine, elle doit faire face à un concurrent bien implanté : la modulation par impulsions codées (MIC). Les premiers modulateurs delta n'étaient pas compétitifs face aux codeurs MIC, mais dès 1967 plusieurs modulateurs ont été réalisés avec une performance égale ou supérieure à celle de la MIC. Le principal avantage de la modulation delta sur la MIC est la simplicité du système. Après son utilisation en téléphonie, dès l'année 1969, où elle a donné de très bons résultats, aujourd'hui des essais expérimentaux en télévision (domaine où elle rencontre encore des problèmes) sont près d'aboutir à un système adapté à ce genre d'information. La modulation delta est aussi envisagée dans les communications par satellites où elle est associée au système P A B X(x)

(x) P A B X : Private Automatic Branch Exchange

(Voir IEEE Spectrum Janvier 1975 page 45)

INTRODUCTION

ORIGINE ET EVOLUTION

En 1938, A.H. REEVES fut le premier à concevoir l'idée du codage de la voix humaine en une série de chiffres binaires. Puis le système MIC, destiné à réaliser ce codage, vint. Mais, si la MIC réalisait le vœu de REEVES, elle avait pour défauts la complexité du système lui-même et le phénomène de diaphonie. En 1946, les chercheurs du laboratoire français de l'ITT, en simplifiant énormément le système MIC, présentaient un système basé sur la modulation en delta [3]. La base théorique de la modulation delta était décrite pour la première fois dans le brevet français n° 932 140 Août 1946 sous le titre "Méthode et Système de transmission par impulsions" (x). Des descriptions plus détaillées par de Jager (xx) et Libois [1], de plusieurs aspects de la modulation delta apparaissaient en 1952. La Modulation Delta restait jusqu'en 1962 un champ d'intérêt pour des études théoriques seulement, à cause notamment du fait que la plage dynamique des codeurs delta était insuffisante, les signaux de voix de basse amplitude quant à eux étaient quantifiés de manière très grossière. Donc en dépit de la simplicité attrayante de ces codeurs delta, leurs désavantages avaient empêché de nombreuses utilisations. Cette situation commença à changer quand des raffinements furent suggérés, ceci après l'invention du transistor. En 1963, WINKLER (xxx) proposa un premier modèle pour l'amélioration de la plage dynamique. En 1967 et 1968 de nombreuses propositions suivirent. C'est ainsi que naquirent la Modulation Delta adaptative, la Modulation Delta continue et la Modulation Delta à pente asservie qui surpassèrent la performance de la MIC. Aujourd'hui, le développement de la Modulation Delta est en plein progrès.

(x) Deloraine, EM, S. Van Mierlo et B. Derjavitch. Brevet Français n° 932 140 Août 1946

(xx) de Jager F. : Delta Modulation : "A Method Of PCM Transmission Using 1- Unit code", PHILIPS Res. Rept 71 pp 442 - 466 1952

(xxx) Winkler, M.R à "High Information Delta Modulation" IRE Conv. Record 1963

De nombreux laboratoires de recherche en communication de part le monde (USA - URSS - FRANCE - JAPAN - CANADA) se sont engagés dans l'exploration en profondeur de la théorie de la Modulation Delta.

C H A P I T R E

I

-o-o-

STRUCTURE DE LA MODULATION DELTA

1 - PRINCIPE DE LA MODULATION DELTA

Les principes qui régissent la Modulation Delta sont :

- échantillonnage dans le temps et multiplexage
- quantification
- mémorisation
- intégration
- comparaison

L'échantillonnage est commandé au moyen d'une horloge qui commande aussi le bloc mémoire constitué par une bascule. L'horloge a une fréquence au moins double de la fréquence maximum du signal d'entrée (ceci en application du théorème d'échantillonnage A_1)

La quantification est réalisée au moyen d'un intégrateur. L'élément de mémoire sert à conserver le résultat de la comparaison précédente.

L'intégrateur sert à reconstituer le message par paliers successifs.

La comparaison est faite à l'aide d'un comparateur (exemple ampli-opérationnel).

La modulation en delta présente trois caractéristiques essentielles :

1- a- Le signal numérique transmis indique l'accroissement du signal analogique entre deux instants d'échantillonnage et non pas l'amplitude du signal.

1- b- Le codeur est un système de contre-réaction.

1-2- Le signal numérique est formé d'un seul chiffre binaire par instant d'échantillonnage.

Le signal analogique $f(t)$ d'entrée (fig 1) est comparé au signal de la boucle de retour $g(t)$. A la sortie du modulateur la variable binaire $h(t)$ indique le résultat de la comparaison à l'instant d'échantillonnage ($t = kT$) ; $h(t)$ est l'information transmise. A l'instant $t = kT$, le démodulateur local génère le signal $g(t)$; fonction de toutes les valeurs de $h(t)$ reçues.

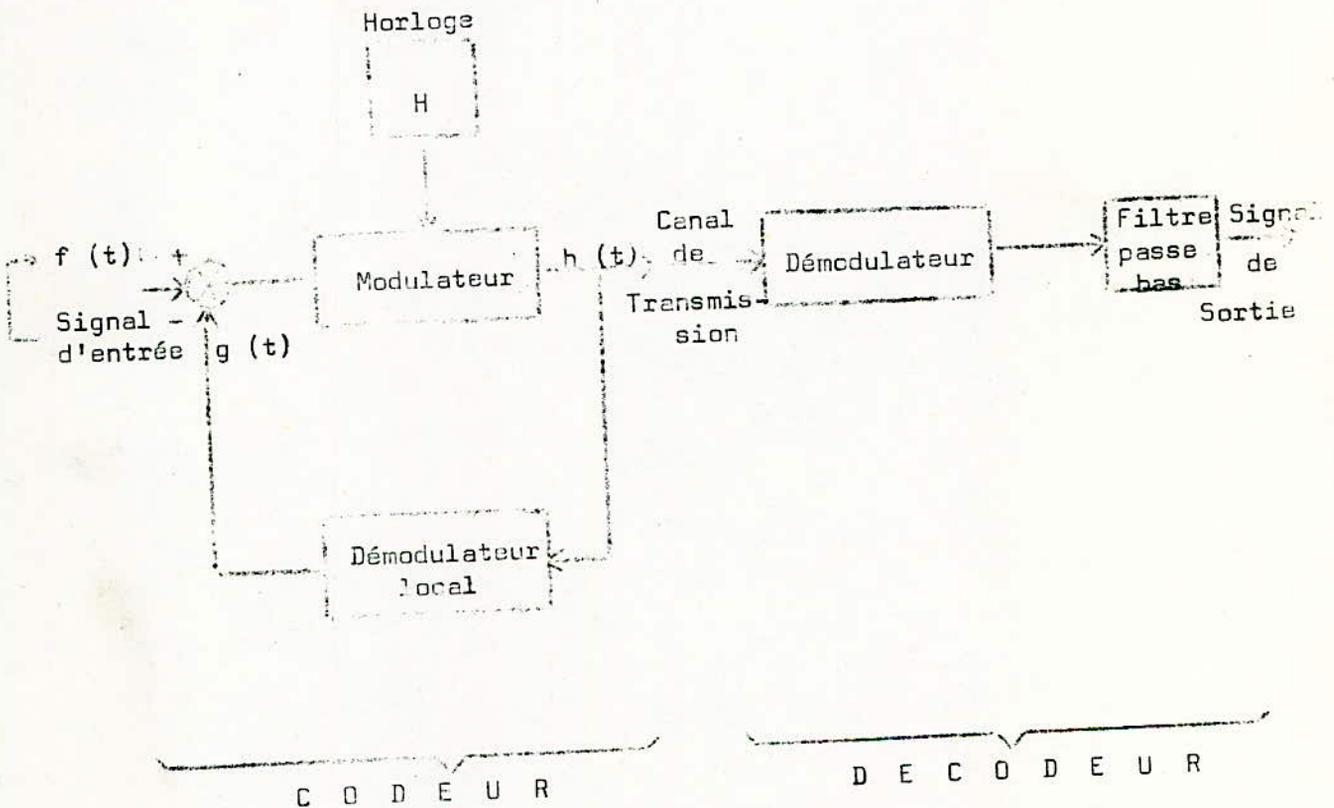


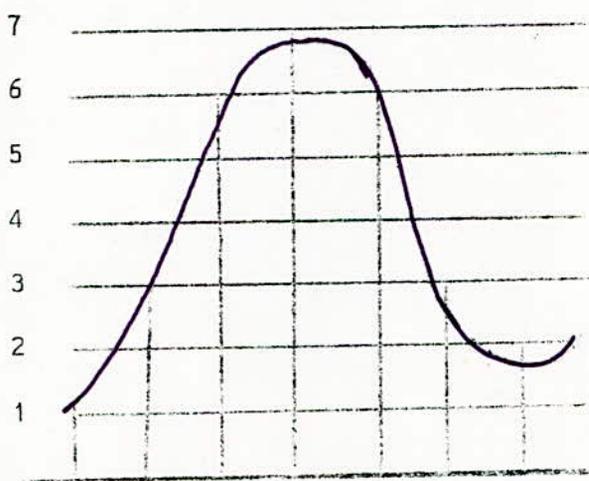
FIG 1 - Schéma Général d'un modulateur delta

De nombreux types de modulateurs delta ont été étudiés et réalisés. Jusqu'à présent, les performances variaient en fonction des caractéristiques de la boucle de retour.

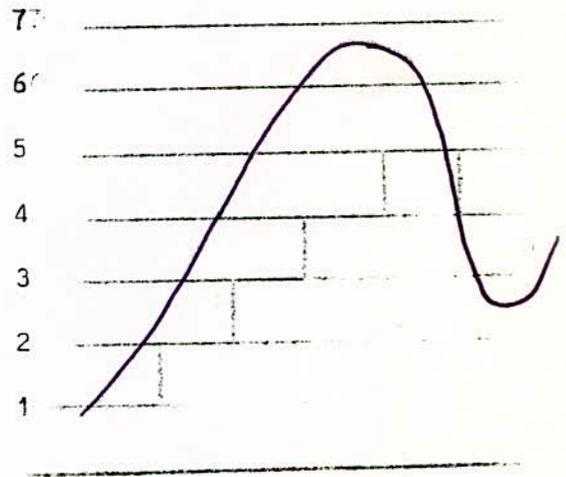
2- ETUDE COMPARATIVE AVEC LA MIC

Des considérations théoriques d'une part et des essais expérimentaux d'autre part effectués sur le système MIC ont montré [1] qu'il suffisait d'avoir à sa disposition une certaine d'échelons de quantification environ ce qui correspond à des nombres binaires de sept chiffres ($2^7 = 128$) pour reproduire correctement la parole. Dans la Modulation Delta, un seul chiffre binaire par instant d'échantillonnage suffit pour reproduire ce signal mais avec une performance nettement inférieure. Cependant cette performance est largement améliorée avec la Modulation Delta à pente asservie mais la simplicité diminue par rapport à la Modulation Delta normale.

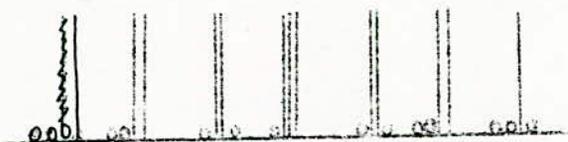
Alors que le codage MIC effectue une mesure absolue du signal, le codage delta opère une mesure de la différence entre le signal à un instant donné et la valeur du signal reconstitué avec les éléments binaires déjà émis par le codeur.



Reconstruction du message dans MIC



Reconstruction du message dans Modulation Delta



Codage MIC



Codage Delta

FIG. 2 - Reconstruction du message et codage dans les systèmes MIC et Modulation Delta.

La comparaison de la performance de la Modulation Delta avec la M.I.C. du point de vue théorie de l'information a été faite par ZETTERBERG (x) qui a conclu que les 2 systèmes ont presque la même capacité de transmission d'information pour un nombre égal de niveaux d'amplitude (niveaux de quantification) supérieur à 10. La Modulation Delta a besoin d'une largeur de bande supérieure à celui de la M.I.C.

ZETTERBERG a montré que la capacité de canal pour la M.I.C. était de:

$$C_{MIC} = \frac{1}{nT} \log_2 2^n = \frac{1}{T} = f_s (\text{fréquence d'échantillonnage})$$

Tandis que celle de la Modulation Delta est:

$$C_{\Delta} = \frac{1}{T} \log_2 \left(\cos \frac{\pi}{2^{n+1}} \right) \text{ bits/sec.} \quad (2)$$

où T: période d'échantillonnage.

2^n : nombre total de niveaux de quantification

ZETTERBERG a étendu aussi cette comparaison à la distribution d'amplitude dans la M.I.C., tous les niveaux sont équiprobables, mais dans la Modulation Delta, les niveaux les plus proches de la moyenne sont les plus probables. Ceci veut dire qu'une moindre puissance est exigée par la Modulation Delta relativement à la M.I.C. La puissance du signal est toujours dans la M.I.C. est (toujours d'après Zetterberg)

$$S_P = \frac{2^{2n} - 1}{12} \times (\sigma)^2 \quad (3)$$

Dans la Modulation Delta, elle, est toujours D'après Zetterberg:

$$S_D = \frac{(2^n + 3)(2^n - 1)}{12} - \frac{1}{2} \cot^2 \frac{\pi}{n+1} (\sigma)^2 \quad (4)$$

Pour des grandes valeurs de 2^n cette équation se réduit à:

~~Handwritten scribbles~~

$$S_D = \left[(2^{2n} + 2^{n+1}) \left(1 - \frac{6}{\pi^2} \right) - 1 \right] \times \frac{\sigma^2}{12} \quad (5)$$

(x) ZETTERBERG, L.H: A comparison between Delta and P.C.M., Ericsson Technics, vol 11 n°1 pp. 95-154 1955.

3- LA MODULATION DELTA NORMALE M N (OU A SIMPLE INTEGRATION)

Ce codeur est le premier et le plus simple qui ait été conçu. le démodulateur est constitué par un simple intégrateur. Si la constante de temps de cet intégrateur est petite, sa réponse à une impulsion sera un échelon (palier), (fig. 3).

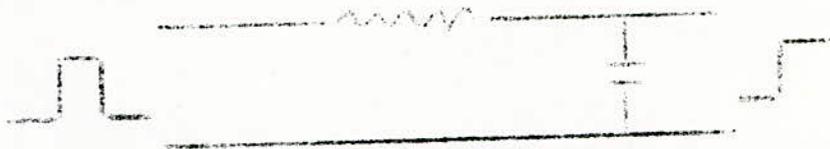


FIG. 3 - Réponse d'un intégrateur à faible constante de temps à une impulsion.

Si par exemple on envoie 3 impulsions successives on aura (fig. 4) :

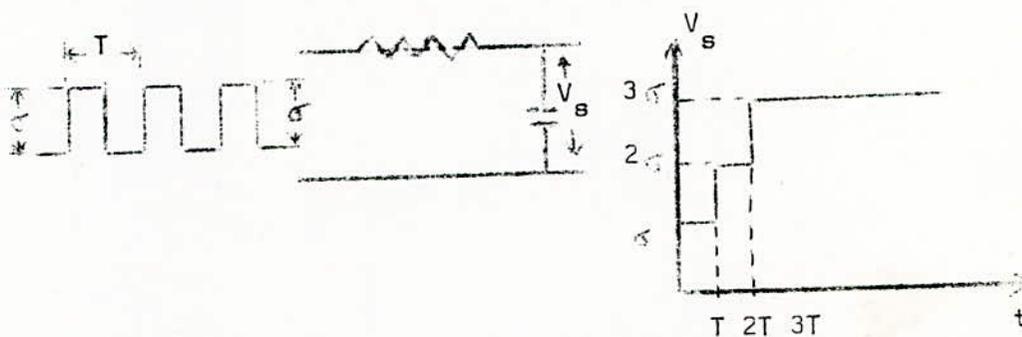


FIG. 4 - Réponse de l'intégrateur à 3 impulsions successives.

3-1- SCHEMA TRES SIMPLIFIE D'UN MODULATEUR DELTA NORMAL

Le schéma synoptique d'un système codeur à Modulation Delta Normale est le suivant (fig. 5) :

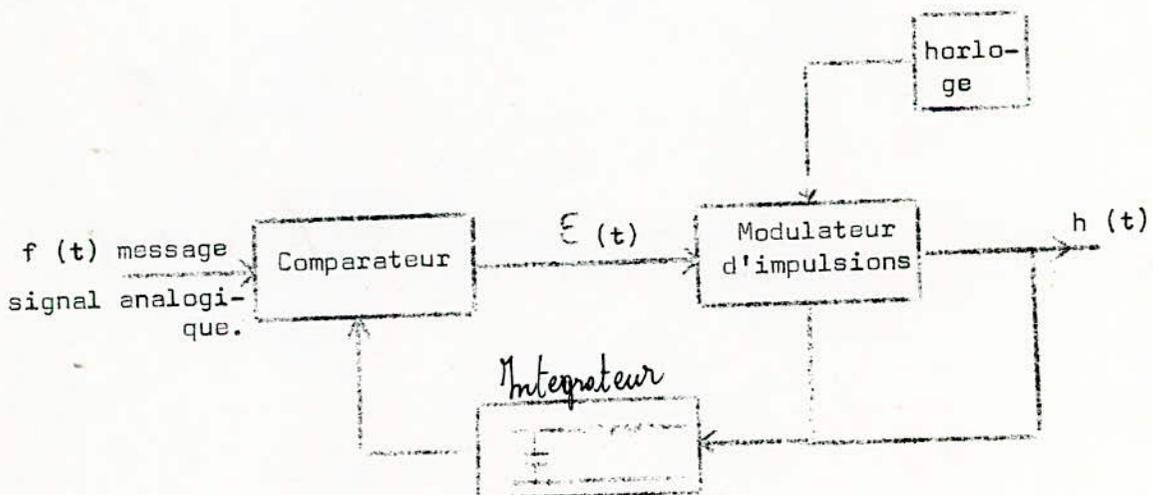


FIG. 5 - Schéma synoptique d'un codeur Modulation Delta Normale

Un signal téléphonique à l'entrée du codeur est transformé en une suite d'impulsions ; le signal transmis de cette manière est asservi au signal à transmettre par une boucle de réaction, et selon que l'approximation apparaît par excès ou par défaut, le codeur émet un "0" ou un "1".

Le signal transmis $g(t)$, obtenu en intégrant la séquence binaire émise $h(t)$ est comparé au signal à transmettre $f(t)$, et le signe de la différence $\xi(t) = f(t) - g(t)$ est appliqué à un modulateur d'impulsions, qui émet le signal binaire $h(t)$ au rythme de l'horloge. La période de l'horloge représente l'échelon de quantification du temps ; les variations du signal sont également quantifiées, l'échelon étant lié au précédent par les paramètres du circuit intégrateur.

A la réception, les impulsions, une fois régénérées, traversent un circuit intégrateur identique à celui de la boucle de réaction du codeur et les composantes du bruit de quantification qui se trouvent au dessus de la bande vocale sont éliminées par un filtre passe-bas.

3-2- MONTAGE DE BASE D'UN MODULATEUR DELTA NORMAL

Le montage de base du codeur delta est constitué (fig 6 a) d'un comparateur, de deux portes NAND, d'une bascule flip-flop, de deux sources de courant contrôlées et d'un simple intégrateur.

Le décodeur (fig 6 b) comprend des blocs similaires

Deux sources de courant contrôlées, un simple intégrateur
Un amplificateur de signaux vocaux et un filtre passe-bas.

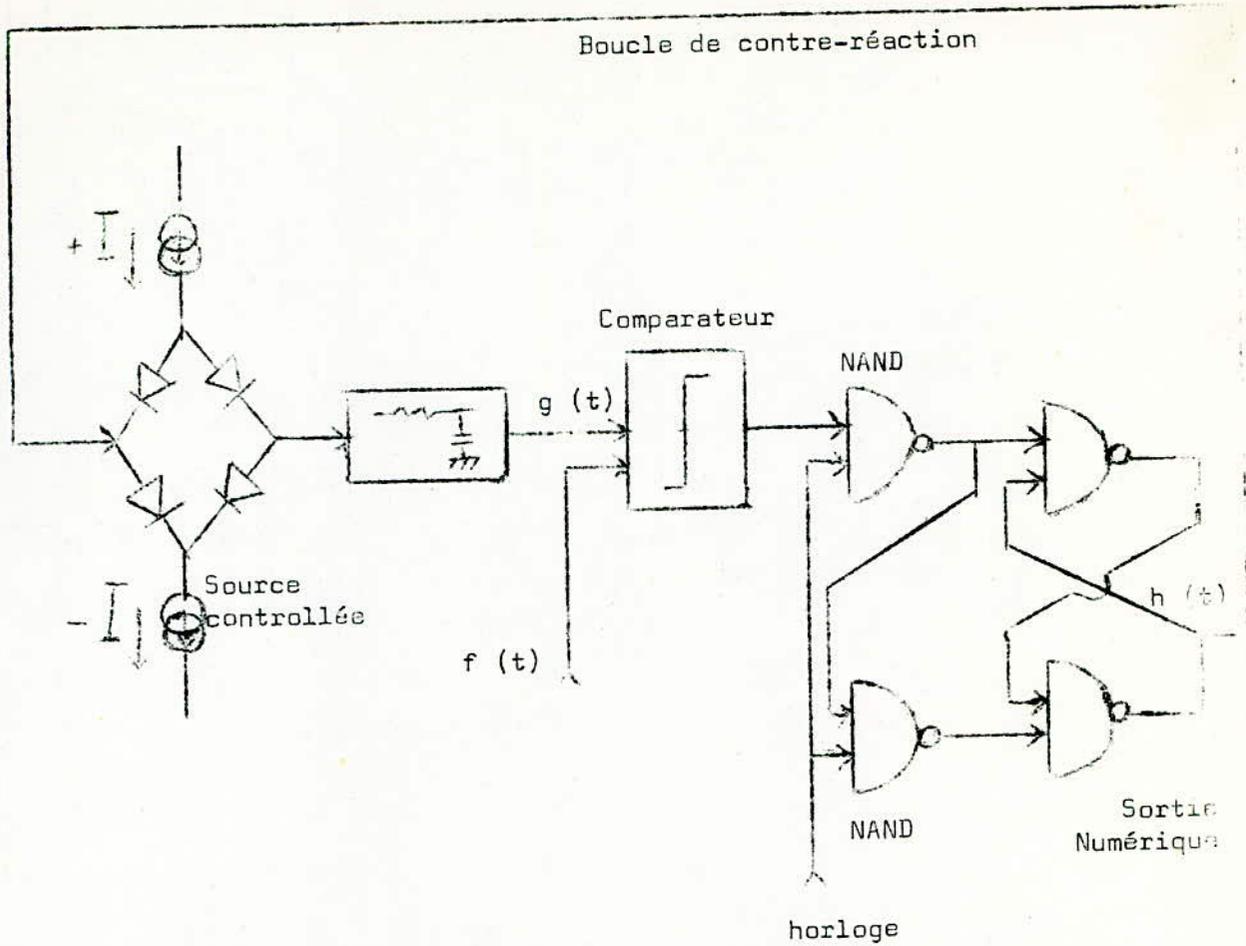


FIG. 6 a - Circuiterie du codeur delta décrit par H.R Schindler

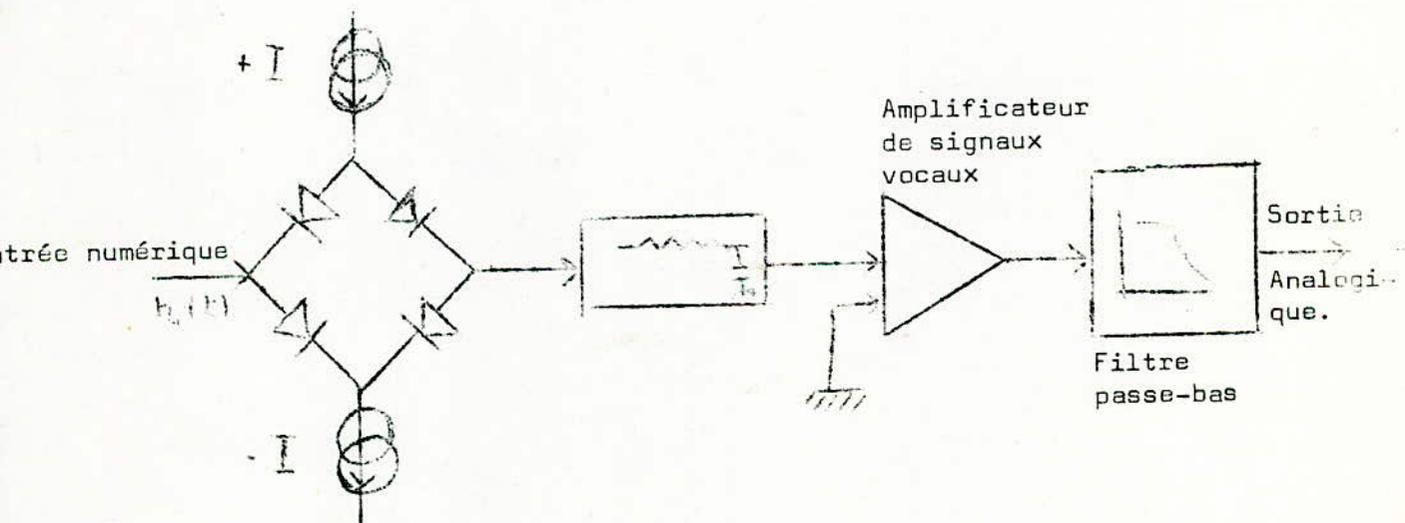


FIG. 6 b - Schéma synoptique du décodeur

FIG. 6 - SCHEMA SYNOPTIQUE DU CODEUR-DECODEUR DELTA NORMALE

Ce montage est décrit par H.R. Schindler [4]

3.2.a- FONCTIONNEMENT DU SYSTEME

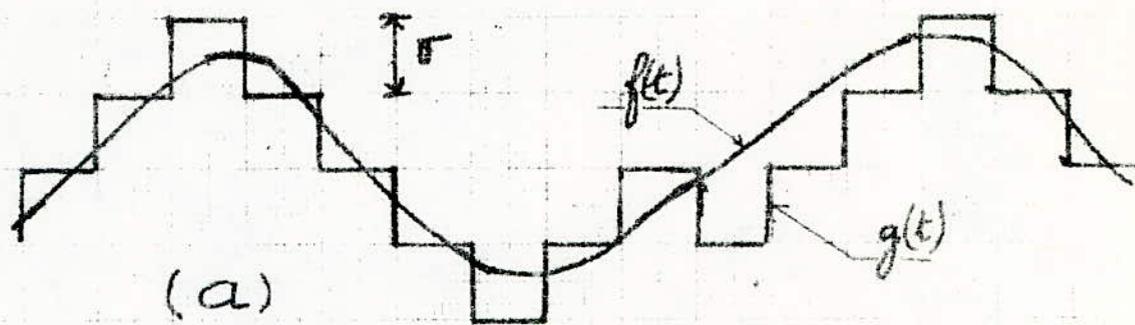
Le signal reconstruit $g(t)$ à partir de la séquence binaire émise $h(t)$ par le codeur est comparé, dans un comparateur, avec le signal originel $f(t)$. Si la différence entre les deux signaux $\xi(t) = f(t) - g(t)$ est négative à l'instant $t = kT$ (c'est à dire si $g(kT) > f(kT)$), la sortie du comparateur prendra la valeur binaire "1". Si cette différence est positive la sortie du comparateur sera "0". La sortie binaire du comparateur ira directement à l'entrée de la bascule flip-flop par les portes logiques NAND. Cette bascule mémorise l'information reçue et permet ainsi à l'intégrateur d'avoir le temps d'intégrer la précédente information.

Donc la bascule ira à l'état "0" ou "1" et y restera tant que les conditions à son entrée n'aient pas changées.

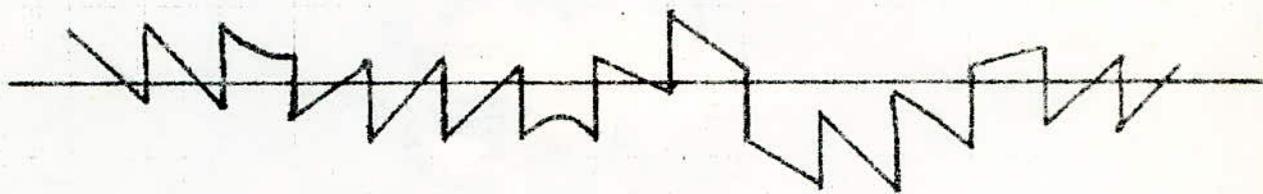
Cet état de la bascule contrôle par sa sortie l'une ou l'autre des deux sources de courant par la bande de retour. Si cet état est "1", la source de courant positive est connectée au circuit d'intégration, et dans le cas contraire c'est la source de courant négative qui l'est. La source de courant choisie par décision de la bascule flip-flop, donc de la sortie du comparateur, chargera le circuit d'intégration et on aura à sa sortie une courbe faite de paliers successifs (fig 7) qui suivra les variations du signal à transmettre. Cette courbe obtenue est ensuite comparée avec le signal à transmettre à l'instant $t = (k+1) T$ et le cycle se répète.

Cependant, comme le montre la fig.7 il y a des petites différences entre le signal à transmettre et le signal transmis. Ce signal d'erreurs (fig.7b) qui s'ajoute au signal originel est dû à la discontinuité apportée par l'opération de quantification, c'est pour cela qu'en l'appelle bruit de quantification.

Le décodeur, d'une manière tout à fait identique, contrôle l'une ou l'autre des deux sources de courant, qui alimente un circuit d'intégration identique à celui qui se trouve dans la boucle de retour du codeur. Le signal binaire $h_1(t)$, constitué du signal $h(t)$ émis par le codeur et des composantes de bruit dues au canal de transmission, est amplifié, puis filtré dans un filtre passe-bas. La largeur de bande de ce filtre est égale à la largeur de bande du signal d'entrée soit $(0-f_m)$ si f_m est la fréquence la plus haute à transmettre, ceci par application de la réciproque du théorème d'échantillonnage. Ce filtre va supprimer toutes les composantes du bruit de quantification qui se trouvent au dessus de la bande vocale et va améliorer sensiblement le rapport signal sur bruit.



(b)



(c)

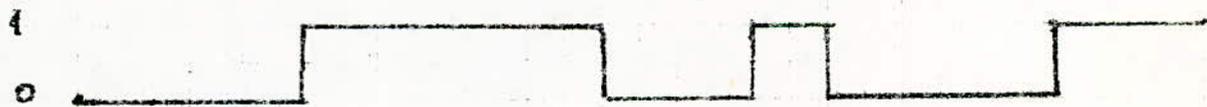


fig 7: Les formes d'ondes fournies par le codeur delta normal

(a): signal originel et signal reconstitué

(b): signal d'erreur (bruit de quantification)

(c): impulsions à la sortie du comparateur

3.2.b- PROCESSUS DE RECONSTITUTION DU SIGNAL

Le processus de reconstitution du signal (message) peut se résumer ainsi [1] :

Supposons que l'on fasse l'analyse du signal $f(t)$ à des instants suffisamment proches : $t_0, t_0 + T, t_0 + 2T, \dots, t_0 + nT$ et soit $g(t)$ la fonction transmise fig 8

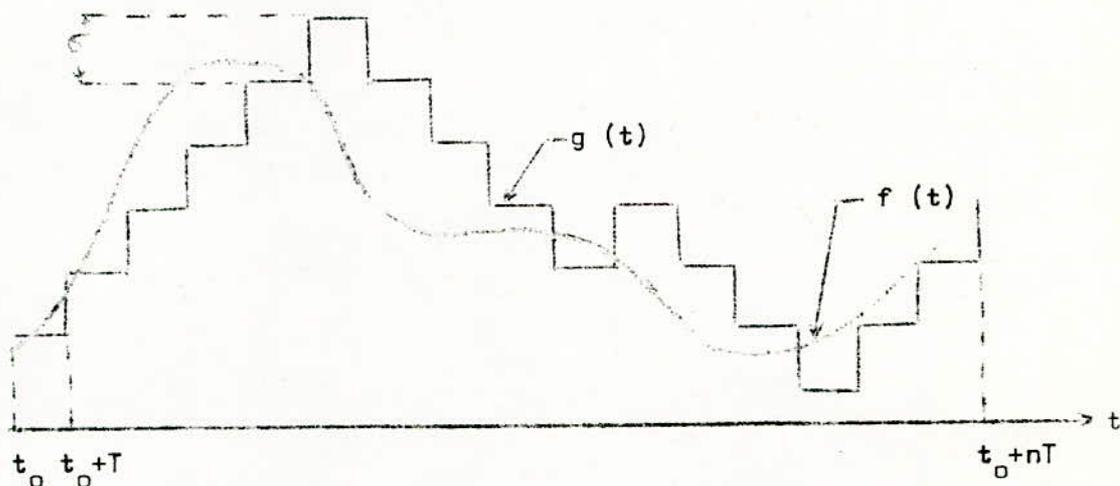


FIG. 8 - Processus de reconstitution du message

Au départ nous poserons : $g(t) = f(t-T)$ (7)

$$f(t) = f(t-T) + \alpha$$
 (8)

avec $g(t) = g_0 + \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_n u(t-nT)$ (9)

g_0 = valeur de référence

$u(t)$ = fonction échelon - unité

$\sigma_n = \pm \sigma$: valeur d'un niveau de quantification

et α = variation de $f(t)$ pendant le temps "T".

Si α est positif, nous prendrons :

$$g(t+T) = g(t) + \sigma$$
 (10)

Si α est négatif, nous prendrons

$$g(t+T) = g(t) - \sigma$$
 (10 bis)

On poursuivra la construction de $g(t)$ de proche en proche :

Soit :

$$g(t+T) \geq f(t+T)$$
 (11)

On écrira alors

$$g(t+2T) = g(t+T) - \sigma$$
 (12)

et ainsi de suite Le signal $g(t)$ est ainsi en permanence asservi au message $f(t)$ et les erreurs qui se produisent ne s'accumulent pas. Cependant cet asservissement ne peut être réalisé que si la condition suivante est respectée [1] :

$$\left| f'(t) \right|_{\max} \leq \frac{\delta}{T} \quad (13)$$

Si cette condition n'est pas respectée, il y a un bruit supplémentaire qui intervient : c'est le bruit de surcharge mentionné déjà.

Le processus de reconstitution du message $f(t)$ est fait en pratique grâce au rôle combiné de la bascule et de l'intégrateur.

3.2.c - TAUX DE MODULATION

Le taux de modulation ou degré de modulation est défini ici comme le rapport de la dérivée du signal sur la valeur maximum admissible de cette dérivée.

$$t_{\text{mod}} = \frac{\left| f'(t) \right|}{\left| f'(t) \right|_{\max}} \quad (14)$$

3.2.d- Cette méthode de quantification dans la Modulation Delta Normale est grossière, il en résulte un bruit de quantification énorme qui est audible à la réception. A une fréquence de 40 KHz, l'intelligibilité de la parole est bonne, mais le bruit de quantification a un effet néfaste sur la parole. Cet effet, appelé "sandiness" par de Jager, est diminué par une augmentation de la fréquence d'impulsions [3].

Comme il a été déjà dit, dans un système à Modulation Delta, l'information contenue dans les impulsions transmises est essentiellement une corrélation au changement d'amplitude du signal d'entrée et non à son amplitude. Cependant, puisque le signal synthétisé ne peut varier que d'un seul échelon de quantification par impulsion d'horloge, la Modulation Delta n'a pas d'amplitude maximum fixée mais des surcharges quand la pente du signal à transmettre est trop grande. Ceci implique que la puissance maximum du signal à transmettre dépend du type du signal. Si la grandeur d'un échelon de quantification est volts, et la période d'échantillonnage est:

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

Alors la vitesse maximum du changement d'amplitude est

$$\frac{\delta}{T_s} \equiv \delta f_s \text{ volts/sec.}$$

Si le signal à transmettre est sinusoïdal $A \sin \omega t$, donc de fréquence $\omega = 2\pi f$ ^{angulaire} où A désigne le pic d'amplitude. La pente maximum est ωA ^{la pente maximum est ωA} ou A désigne le pic d'amplitude. L'amplitude maximum qui peut être transmise est donnée par [3]

$$A_{\max} = \frac{\delta f_s}{2\pi f} \quad (6)$$

Ainsi, l'amplitude maximum et le nombre d'échelons diminuent lorsque la fréquence du signal à transmettre augmente. Cette limitation est minimisée dans le cas de la parole où les plus hautes fréquences contiennent moins d'énergie que les plus basses. Il a été observé expérimentalement qu'un système à Modulation Delta peut transmettre un signal vocal sans surcharge si l'amplitude du signal ne dépasse pas l'amplitude maximum de l'onde sinusoïdale qui peut être transmise à une fréquence de 800 Hz. Le phénomène de surcharge intervient lorsque l'amplitude du signal à transmettre dépasse l'amplitude maximum possible du signal reconstitué.

3.2.e- REMARQUES SUR LE MONTAGE DECRIT

Le montage que nous venons de décrire utilise le rôle de bascule comme élément de mémoire. Le circuit d'intégration est aussi une nécessité pour coder et vérifier la valeur de notre signal. Ce modulateur séduit par sa grande simplicité, mais présente deux défauts majeurs:

1- Si nous voulons transmettre un signal téléphonique avec une qualité très satisfaisante, il nous faudra échantillonner ce signal avec une fréquence élevée (de l'ordre de 200 KHz: fig 9 courbe II). Si l'on utilise une fréquence identique à celle de la M.I.C. (56KHz) sa qualité est nettement insuffisante. Le rapport signal sur bruit maximal est acceptable, mais la plage d'amplitude est trop faible.

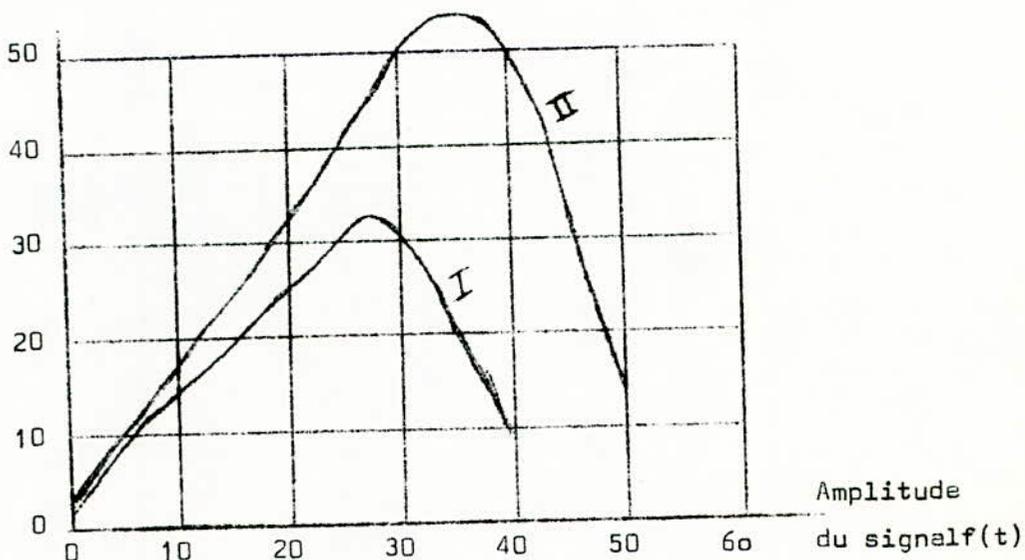


Fig 9 - Rapport S/B

I - Modulation Delta normale, 56 KHz (d'après[5])

II - Modulation Delta normale, 200 KHz

De part et d'autre du maximum de S/B, le bruit présente deux aspects différents que nous verrons un peu plus en détail dans le chapitre III: pour les faibles amplitudes il s'agit du bruit de quantification habituel pour les systèmes numériques qui diminue avec σ .

Pour les grandes amplitudes, il s'agit du bruit de surcharge.

Le bruit augmente avec l'amplitude de $f(t)$. Cependant ce défaut est comme nous le verrons plus loin est surmonté par un système adaptatif qu'est la Modulation Delta à pente asservie.

2 - Les deux sources de courant contrôlées par un pont à diodes pour charger à tour de rôle le condensateur de la boucle de retour, présentent quelques inconvénients. En effet, en pratique les deux sources de courant seront données par un montage à transistors. Dans ce montage il existera toujours un courant de décalage (ou de fuite) dû au manque de symétrie complète des deux sources. Ce courant de fuite chargera l'intégrateur et donnera lieu à un signal d'erreur (bruit) supplémentaire qui s'ajoutera au signal propre reconstitué. Cette dissymétrie des deux sources entraîne un déséquilibre de l'intégrateur (l'échelon montant $+C$ et l'échelon descendant $-C$ seront différents). D'ailleurs en l'absence du signal d'entrée (ou signal d'amplitude nulle) il se produit une dérive du signal reconstitué par rapport au niveau zéro (fig 10 b).

Le plus souvent ce bruit supplémentaire se retrouve dans la bande vocale.

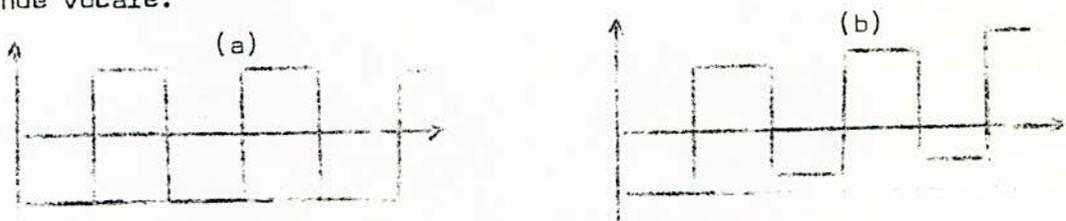


Fig. 10 - Reconstitution d'un signal d'amplitude nulle

a - cas où $|+C| = |-C|$

b - cas où $|+C| \neq |-C|$

Pour résoudre ce problème, deux solutions ont été apportées :

a - On aggrave volontairement la dissymétrie de façon à retrouver le bruit supplémentaire introduit hors de la bande vocale. Malheureusement cette solution est à écarter car dans un futur non lointain, les conversions Modulation Delta en MIC seront très difficiles à cause justement de cette dyssimétrie.

b - La seconde consiste à utiliser un pont de diodes qui permet au courant de charge et de décharge du condensateur de traverser un même limiteur de courant, rendant ainsi la dissymétrie négligeable [4].

Une troisième solution, très simple, que nous verrons un peu plus en détails a été suggérée par Kellil (x). Elle consiste à remplacer l'intégrateur classique et les deux sources de courant par un intégrateur numérique.

(x) : F. Kellil : "Réalisation d'un modulateur en Delta élémentaire"

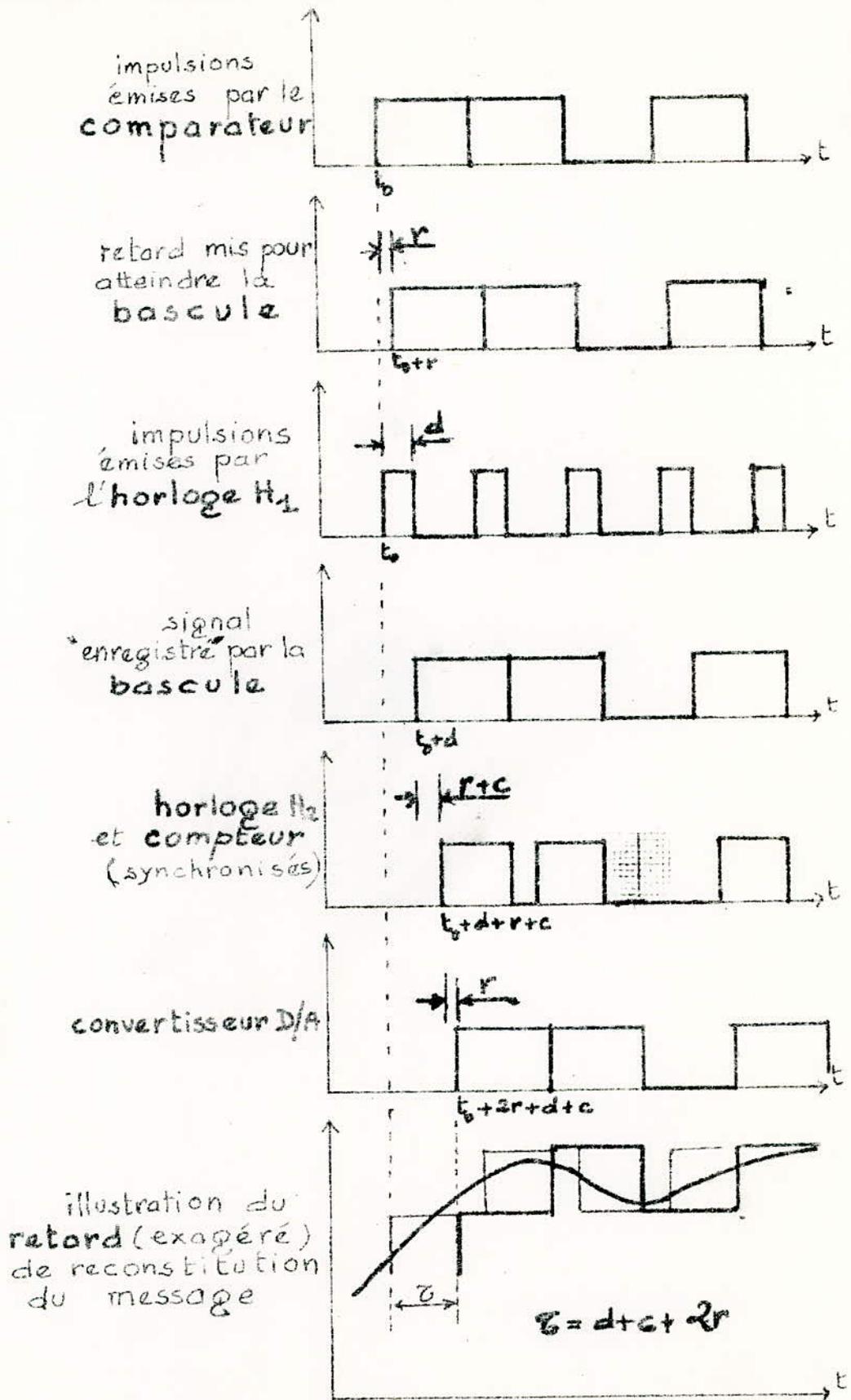


fig 12. Diagramme séquentiel du modulateur delta

- Le convertisseur digital-analogique: son rôle est de convertir le résultat affiché par le comparateur en un signal analogique continu.

- Le comparateur: il s'agit d'un détecteur à seuil variable. Son rôle est de produire une sortie binaire selon le résultat de la comparaison du signal reconstitué avec le signal originel.

- La mémoire: on utilise une bascule flip-flop de type "D", car une façon d'assurer qu'il n'y a pas d'état indéterminé à la suite d'un changement de condition à l'entrée de la bascule, est de fournir une seule entrée qui viendra du comparateur à la mémoire utilisée.

- Les horloges 1 et 2 : L'horloge 1 commande l'entrée de la mémoire, en plus du rôle de multiplexage qu'elle assure. Tandis que l'horloge 2 commande l'entrée du C_p/D_p . Les horloges 1 et 2 délivrent des impulsions de même période mais présentent entre elles un petit décalage dans le temps.

3.3.- Avantage de l'intégrateur numérique

La méthode du compteur à deux sens évite d'avoir recours aux sources contrôlées. Elle se présente donc comme une solution efficace à l'élimination du courant de fuite (ou de déséquilibre entre les 2 sources).

La sortie de la mémoire n'aura plus, par la présence ou l'absence de l'impulsion de bit, à contrôler un pont à diode qui charge avec un courant positif ou négatif l'intégrateur. Si le bit sortie est "1", c'est à dire si $(t)=f(t)-g(t)$ est négatif, il faut alors abaisser d'un cran la valeur précédente de la fonction reconstituée affichée par le compteur.

Si le bit de sortie est "0", il faut augmenter d'un cran la valeur affichée par le compteur (voir fig 13).

3.3.c- Nécessité du convertisseur D/A

L'action du compteur ne traduit pas directement la valeur du signal reconstitué $g(t)$, ceci nécessite l'inclusion d'un bloc, à la suite du C_p/D_p , qui doit convertir le signal numérique en un signal analogique. Cette opération est justement réalisée par le convertisseur digital-analogique.

3.3.d- Remarques

Evidemment cette simplification, aussi judicieuse qu'elle l'est, n'implique pas une plus grande efficacité du système. Le compteur fonctionnant par valeurs discrètes et non continues, la conversion de ses données en signaux analogiques introduira des erreurs de quantification.

Le convertisseur, quant à lui, suit avec précision le résultat affiché par le compteur.

3.3.e- Décalage dans le temps entre les 2 horloges

Les horloges 1 (de la mémoire) et 2 (du C_p/D_p) fonctionnent toutes les deux en synchronisme mais en retard d'un temps, l'une par rapport à l'autre, supérieur ou égal au temps de propagation que met l'information binaire pour aller de la mémoire au compteur plus (+) le temps de "reconnaissance" de la nature du bit ("0" ou "1") à l'entrée du C_p/D_p .

3.4. - DIAGRAMME SEQUENTIEL DU MODULATEUR DELTA

En pratique, lors du processus de reconstitution du message, il faut tenir compte du retard de propagation que met l'information binaire (absence ou présence d'une impulsion) pour aller d'un bloc au suivant. Pour simplifier le diagramme séquentiel (fig. 2)

on suppose que ce retard est le même pour tous les blocs. A l'instant t_0 le comparateur émet en sa sortie le chiffre binaire "1" c'est à dire une impulsion. Cette dernière mettra un temps "r" pour atteindre la mémoire flip-flop de type D. Or la bascule D se différencie des autres bascules par le fait qu'elle ne commence à "compter" qu'avec le front descendant de l'impulsion délivrée par l'horloge H_1 . Aussi il est préférable de choisir une impulsion d'horloge ayant une durée "d" supérieure à "r" ceci afin que l'information binaire arrive aux portes de D au temps $t = t_0 + d$ et non $t' = t_0 + d + r$. Donc au temps $t = t_0 + d$, la bascule enregistre l'impulsion délivrée par le comparateur. A la sortie de la mémoire, l'impulsion ira ensuite, après un temps "r", au compteur-décompteur. Notons que cette information linéaire est gardée en mémoire dans la bascule pendant toute une période T, c'est à dire tant que les conditions à son entrée n'aient pas changées. Le compteur mettra un temps "c", temps mis pour reconnaître si c'est une présence ou absence d'impulsion qui s'est présentée. Avant lui, avant de monter ou de descendre, l'impulsion

présentée devant lui, avant de monter ou de descendre d'un cran.

De même, pour atteindre le convertisseur D/A, le chiffre binaire mettra encore un retard "r". Donc en faisant la somme de tous les retards accumulés, on voit que l'information binaire, une fois délivrée par le comparateur, mettra un temps de: $\tau = d+c+2r$ pour être finalement intégrés. Ce temps τ est toutefois très faible (quelques nanosecondes) et n'affecte pas la qualité de la transmission

3.5. - Réalisation du modulateur Delta Normal.

Le schéma complet de réalisation (voir Fig. 13)

3.5.a - Spécifications des éléments qui doivent être utilisés.

Le comparateur: C'est un amplificateur à seuil avec deux niveaux (0 et $\frac{1}{2}$ volts). Les entrées (-) et (+) reçoivent respectivement les signaux f(t) et g(t).

Il peut supporter une différence de tension de 30 volts à son entrée.

La bascule flip-flop de type D:

Elle ne comporte pas de restrictions tendant à limiter son utilisation aux signaux vocaux.

Elle a l'avantage de ne pas comporter d'états indéterminés.

Le compteur- décompteur:

Il a 7 bits. Le nombre maximum qu'il peut afficher est 1111111 ou $2^6 + 2^5 + 2^4 + 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 = 127$

Quand au nombre minimum il est 0000000 soit la valeur décimale 0.

- Le convertisseur D/A:

Le type à utiliser requiert un courant de référence I_{ref} qui donnera un courant de sortie I_0 proportionnel au poids des bits de sortie. Soit B ce poids

$$I_0 = I_{ref} \times \frac{B}{127} \quad (15)$$

Cependant, ce courant I_0 à la sortie du convertisseur, doit être transformé en tension afin qu'il puisse être comparé au signal f(t). Cette transformation est faite, comme le montre la Fig.13, au moyen d'un amplificateur opérationnel.

Les signaux utilisés (signaux vocaux) comportent des cycles positifs et négatifs. Le montage de l'amplificateur tel quel, par sa nature unipolaire, ne permet le passage qu'à un type de cycle.

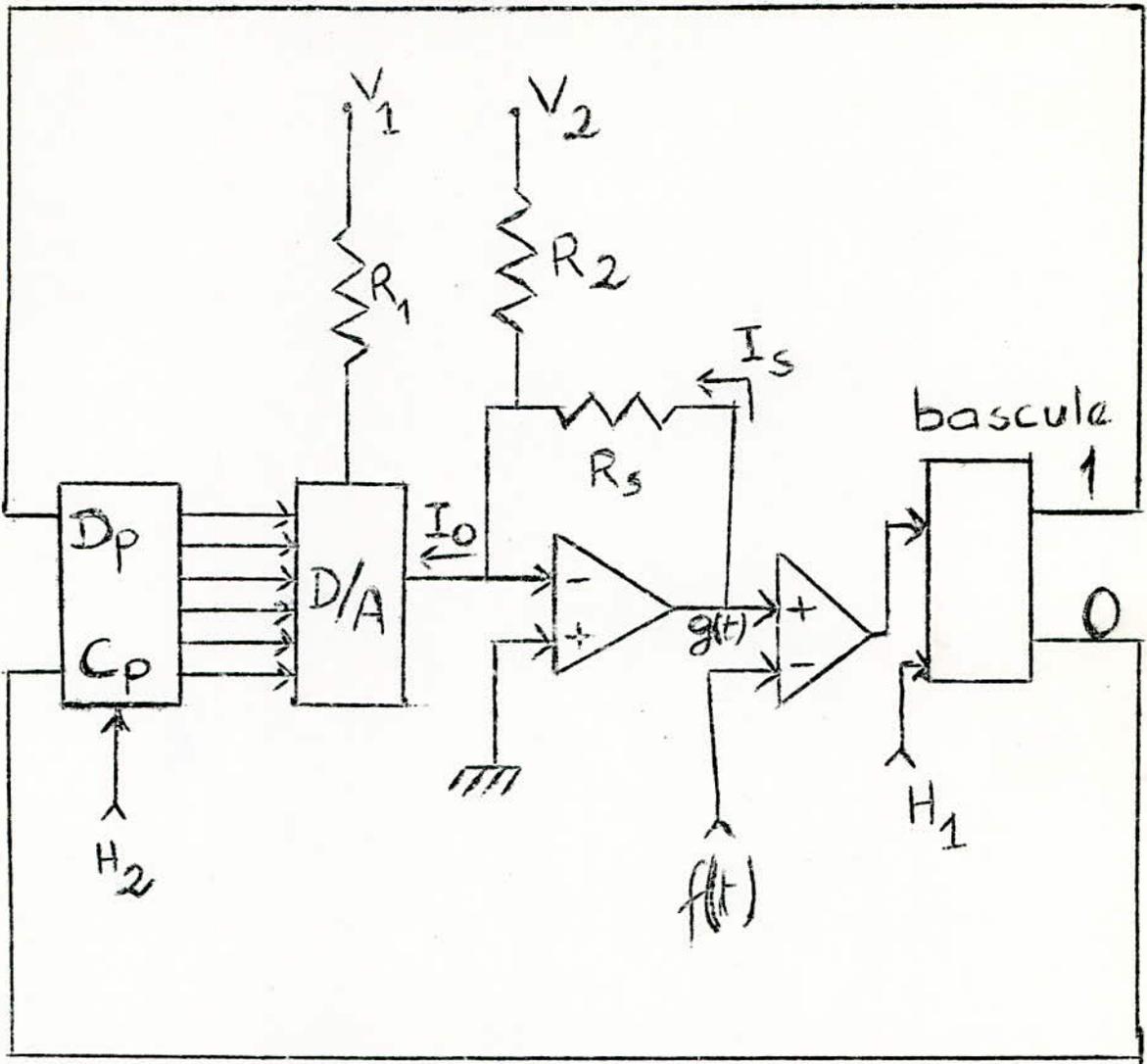


fig 43 Illustration du modulateur
en Δ

Pour que l'amplificateur soit bipolaire, on ajoute une source de courant qui viendra se soustraire au courant unipolaire pour permettre à un cycle quelconque (positif ou négatif) du signal venant du convertisseur d'être transmis à l'entrée du comparateur.

- La tension V_1 et la résistance R_1 sont choisies de telle sorte que leur rapport soit égal à I_{ref} .

- La tension de sortie du premier amplificateur opérationnel est :

$$V = R_3 \cdot I_s \quad (16)$$

$$I_s = \left(I_0 - \frac{V_2}{R_2} \right) \quad (17)$$

Le rapport $\frac{V_2}{R_2}$ est choisi tel que :

$$\frac{V_2}{R_2} = \frac{I_{ref}}{2} \quad (18)$$

De façon à avoir :

$$- R_3 \frac{I_{ref}}{2} \leq V \leq \frac{R_3}{2} I_{ref} = V_s \quad (19)$$

C H A P I T R E

I I

~~SECTION~~

DEVELOPPEMENT ET PERFECTIONNEMENT DE LA MODULATION

DELTA

1 - LA MODULATION DELTA A PENTE ASSERVIE

Bien que la circuiterie de la Modulation Delta stipule une qualité de transmission presque équivalente au système MIC à 7 bits, elle présente néanmoins certains désavantages.

- Les signaux de voix de basse amplitude sont quantifiés grossièrement

- La plage dynamique est améliorée en augmentant la vitesse de bit, mais le nombre de voies destinées à être multiplexées sur un câble diminue.

- Le rapport $\frac{S}{B}$ étant proportionnel au niveau du signal, l'intelligibilité peut être très affectée par le genre de fluctuations, au niveau de la transmission du signal, qui arrivent toujours en communications téléphoniques.

On a vu, formule (6) que l'amplitude maximum du signal transmissible sans distorsion varie de façon inversement proportionnelle à la fréquence, donc, si le niveau du signal vocal tombe à plus de 20 dB au dessus du point de surcharge, la parole devient à ce moment là hachée et sa compréhension est presque nulle [10]. Ce genre de bruit est dû au fait qu'on a de grands échelons de quantification lorsque le niveau du signal diminue.

Pour minimiser les variations de niveau, on utilise le procédé "Companding". Un compresseur est connecté à l'entrée de l'émetteur pour réduire les variations du niveau, et un extenseur est connecté à la sortie du récepteur pour restituer ces variations à leur valeur originale.

L'idée de base du "Companding" de la Modulation Delta est vieille, et la première réalisation est probablement la "Modulation Delta Continue" décrite par de Jager et Greefkes [1] [2].

La structure entière du circuit expérimental est réalisable par des circuits intégrés, et on espère miniaturiser son utilisation. Le rapport $\frac{S}{B}$ de la "Companding Modulation Delta" est aussi équivalent qu'à un système MIC à 7 bits.

Dans ce qui va suivre, nous allons voir en détail la modulation delta à pente asservie qui est un type parmi tant d'autres de modulation delta à compresseur et extenseur ("Companding").

Avant de développer la "Modulation Delta à pente asservie" il serait utile de résumer les propriétés d'un système idéal de codage et de décodage.

- Simplicité : réduire autant que possible, la circuiterie du système
- Important rapport signal sur bruit de quantification
- La bande passante du signal modulant doit être large (3 dB à 4 KHz).
- Vitesse de bit faible
- Dans le cas d'une compression dynamique, il faut une courte constante de temps de compression
- Bonne reproductibilité de la caractéristique de compression le nombre de composants de précision définissant cette caractéristique étant faible.

2- Le Codeur - Décodeur Delta à pente asservie

Nous avons vu en Modulation Delta Normale que la valeur fixe de l'échelon de quantification ne permet pas de suivre correctement les variations du signal. Pour palier à cet inconvénient, sans augmenter la fréquence d'échantillonnage, il est intéressant d'introduire une compression obtenue en faisant varier la valeur de l'échelon de quantification pour l'adapter au signal à coder, on asservit donc les impulsions transmises au niveau du Signal à transmettre. Comme il s'agit d'un codage différentiel, les impulsions de sortie représentent la pente du signal. On introduit ainsi la modulation delta à pente asservie.

2.1- Principe de la modulation delta à pente asservie

La différence avec la modulation delta est que l'échelon de quantification se trouve adapté au niveau moyen du signal d'entrée. L'échelon de quantification fixe la pente maximale du signal transmissible (voir formule 13), donc la pente du signal se trouve asservie au signal d'entrée.

2.2- Caractéristique de compression

Le modulateur "delta" est un type de modulateur à contre réaction, et les caractéristiques de codage sont déterminées par son décodeur local. Donc si une fonction d'extension est donnée dans le décodeur local, le codage est donc accompli avec une compression. Le décodeur doit effectuer la même extension que le décodeur local à l'émission.

La compression est entièrement accomplie dans le détecteur local.

2.3- Codeur delta à pente asservie

La fig 14 montre un codeur delta normal auquel on a ajouté à sa boucle de retour, une boucle à courant continu.

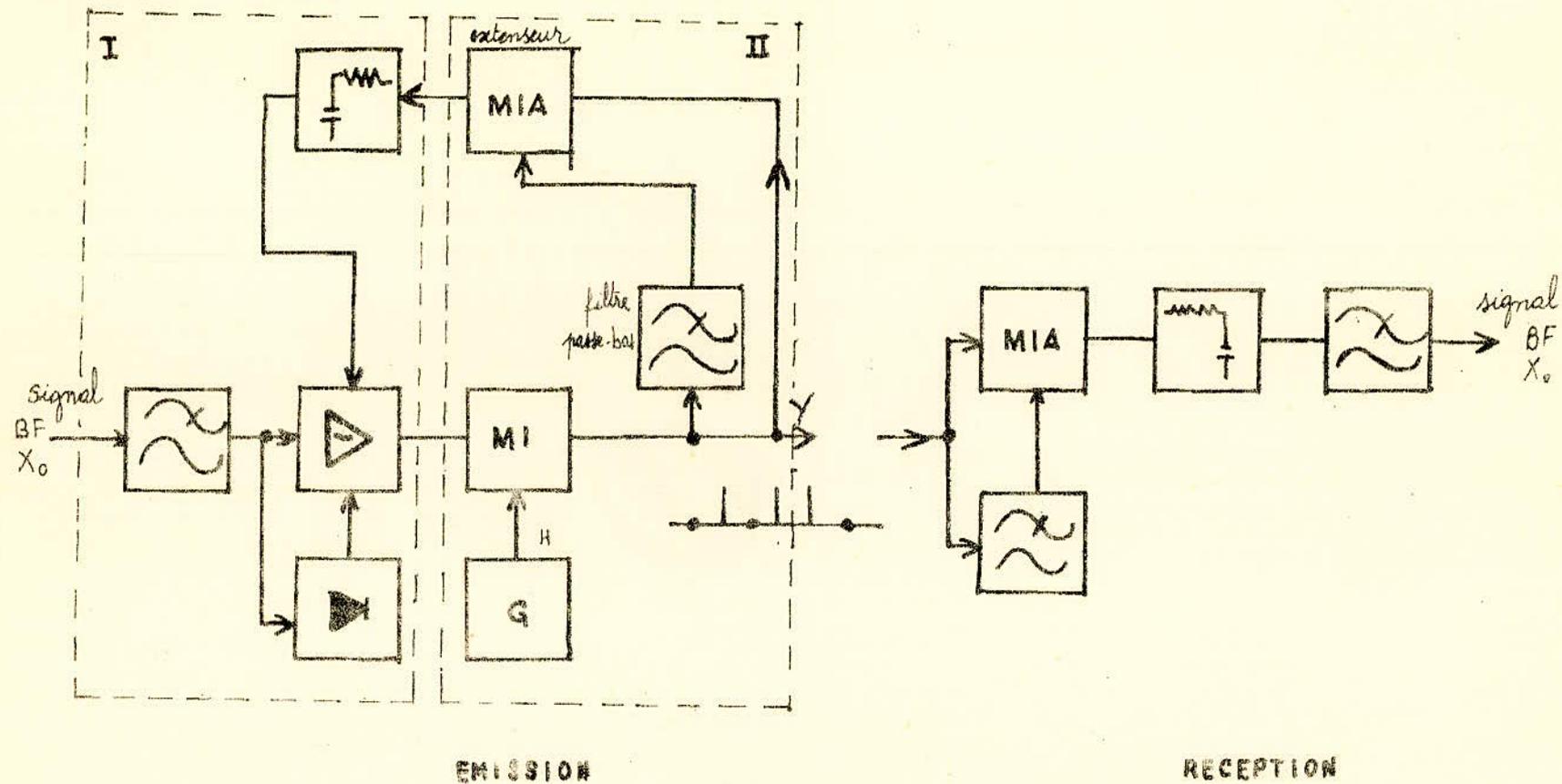


Fig. 14 SCHEMA D'UN CODEUR DECODEUR DELTA A PENTE ASSERVIE

Le codeur delta à pente asservie est constitué de 2 blocs. Le bloc I est le codeur delta normal.

Le codeur II est la seconde boucle de réaction qui sert à la régénération du signal d'enveloppe. Il est constitué d'un filtre passe-bas et d'un modulateur d'impulsion ou d'amplitude qui est en fait un extenseur.

Cette dernière fait intervenir l'enveloppe du signal, qui est équilibrée par la Composante Continue Moyenne du Signal de Sortie modulée en amplitude par le MIA (Modulateur d'impulsion en Amplitude).

L'obtention du signal d'enveloppe est assurée à l'aide d'un amplificateur, avec préaccentuation de 6dB par Octave à partir de 800 Hz, suivi d'un pont de détection et d'un filtrage passe-bas [10]. On sait que la pente maximum d'un signal sinusoïdal AW augmente proportionnellement avec la fréquence, pour une amplitude donnée. Or la densité spectrale des courants vocaux décroît de 6 dB par Octave à plus de 800 Hz. Ainsi, la pente maximale du signal transmissible, est fixée quelle que soit la fréquence, à l'aide du signal d'enveloppe

La fig 15 schématise un codeur-décodeur delta à pente asservie. Nous donnons ci-dessous la description de chaque Bloc du circuit ainsi que la fonction du codeur, à savoir : génération du signal de pilotage, transmission de ce signal, compresseur.

A l'entrée du codeur on dispose d'un circuit de préaccentuation composé d'un réseau RC disposé à l'entrée de l'amplificateur et d'une contre-réaction sélective. Le signal obtenu est ensuite filtré à travers un réseau RC de fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Ensuite, on détecte le signal avec un pont de redresseur suivi d'un filtrage avec un réseau RC. On obtient ainsi le signal BF1 continu à potentiel flottant. Cette enveloppe alimente un amplificateur différentiel duquel se soustrait le signal BF3 reconstitué à l'aide des impulsions transmises.

Le signal BF3 est obtenu de la manière suivante :

- La séquence binaire émise par le codeur à l'émission est filtrée pour obtenir l'enveloppe du signal analogique, qui est équilibrée par la Composante Continue Moyenne du signal de sortie modulée en amplitude par le MIA (Modulateur d'impulsion en amplitude) dont la caractéristique est illustrée en fig. 16.

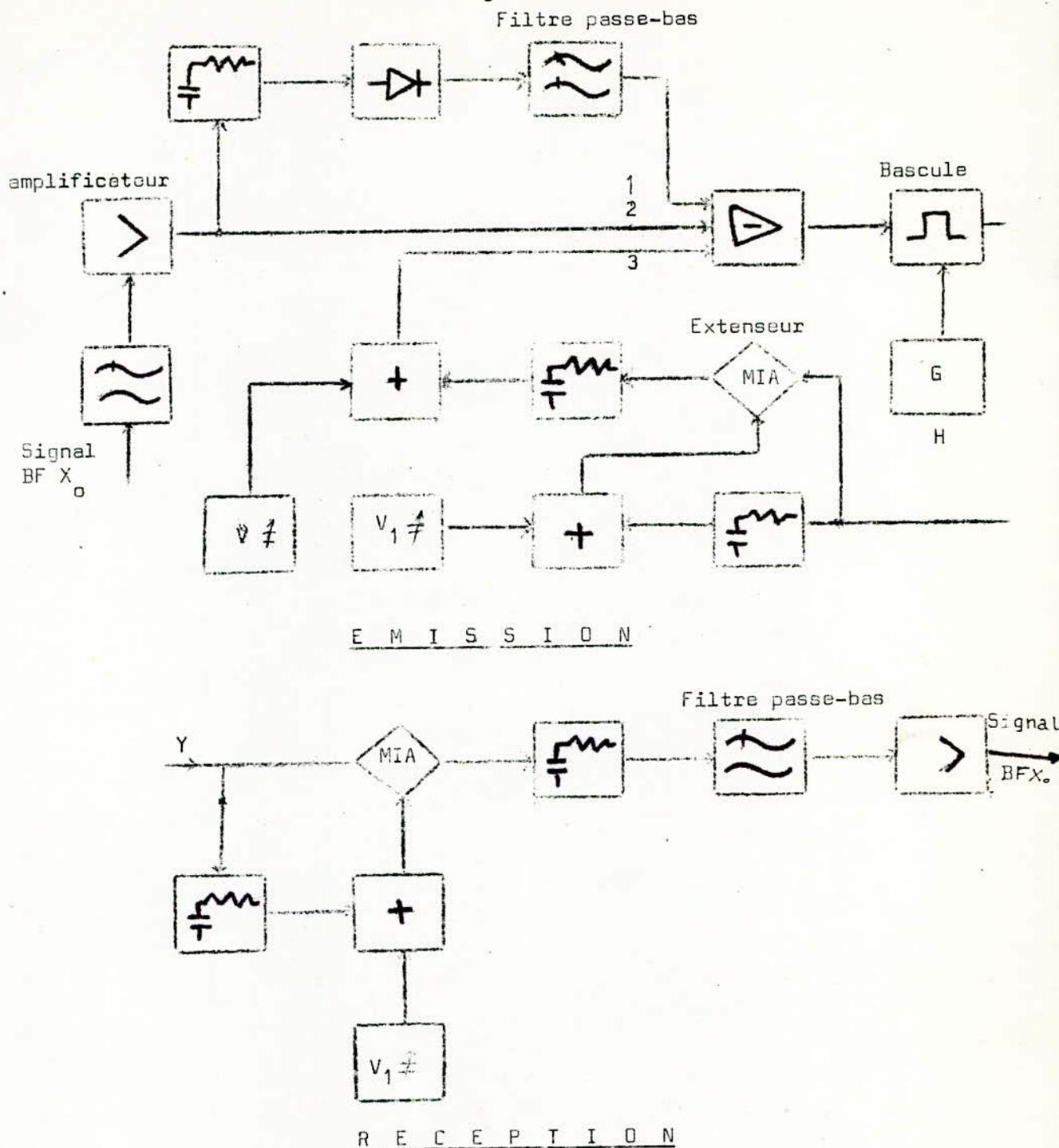


FIG 15 - Schéma détaillé d'un codeur-décodeur delta à pente asservie

H = Horloge ; V_1 = source de tension fournissant un courant continu, V = source de tension fournissant un courant continu variable. Dans l'amplificateur différentiel on compare 3 signaux. Le signal BF3 reconstitué à partir des impulsions transmises est comparé au signal BF2 et à l'enveloppe du signal BF1 qui est à potentiel flottant. L'enveloppe du signal BF1 est obtenue après filtrage, amplification, préaccentuation, et détection. résultat de cette comparaison se traduit par l'émission ou non d'une impulsion par la bascule au rythme de l'horloge. Ces impulsions traduisant la pente du signal vont subir une extension à l'aide du MIA et de là, est déterminée la valeur de l'échelon quantification qui approximera le signal.

Le signal sortant du MIA est intégré à l'aide d'un réseau R₁ qui délivre un signal approximant le signal BF à transmettre. Le signal approximé sortant de cet intégrateur dépend de la grandeur de l'échelon de quantification et des paramètres du circuit RC.

En l'absence du signal, on ajuste l'amplitude du signal numérique modulé, à l'aide de V₁.

Suivant le résultat de la différence entre le signal modulant BF3 reconstitué et l'enveloppe du signal modulant BF2 ou le signal BF1, la bascule délivre ou non, une impulsion au rythme de l'horloge.

A la réception, le codeur fonctionne de la même manière que le décodeur local à l'émission.

2.4- Génération du signal de pilotage

Le signal de pilotage peut être obtenu à partir du signal analogique à coder ou du signal binaire émis, résultat du codage ; il doit traduire la pente instantanée ou moyenne du signal. Il sert à équilibrer l'enveloppe du signal. Il est constitué par la composante continue du signal de sortie. On l'obtient à l'aide d'un filtre.

2.5- Transmission du signal de pilotage

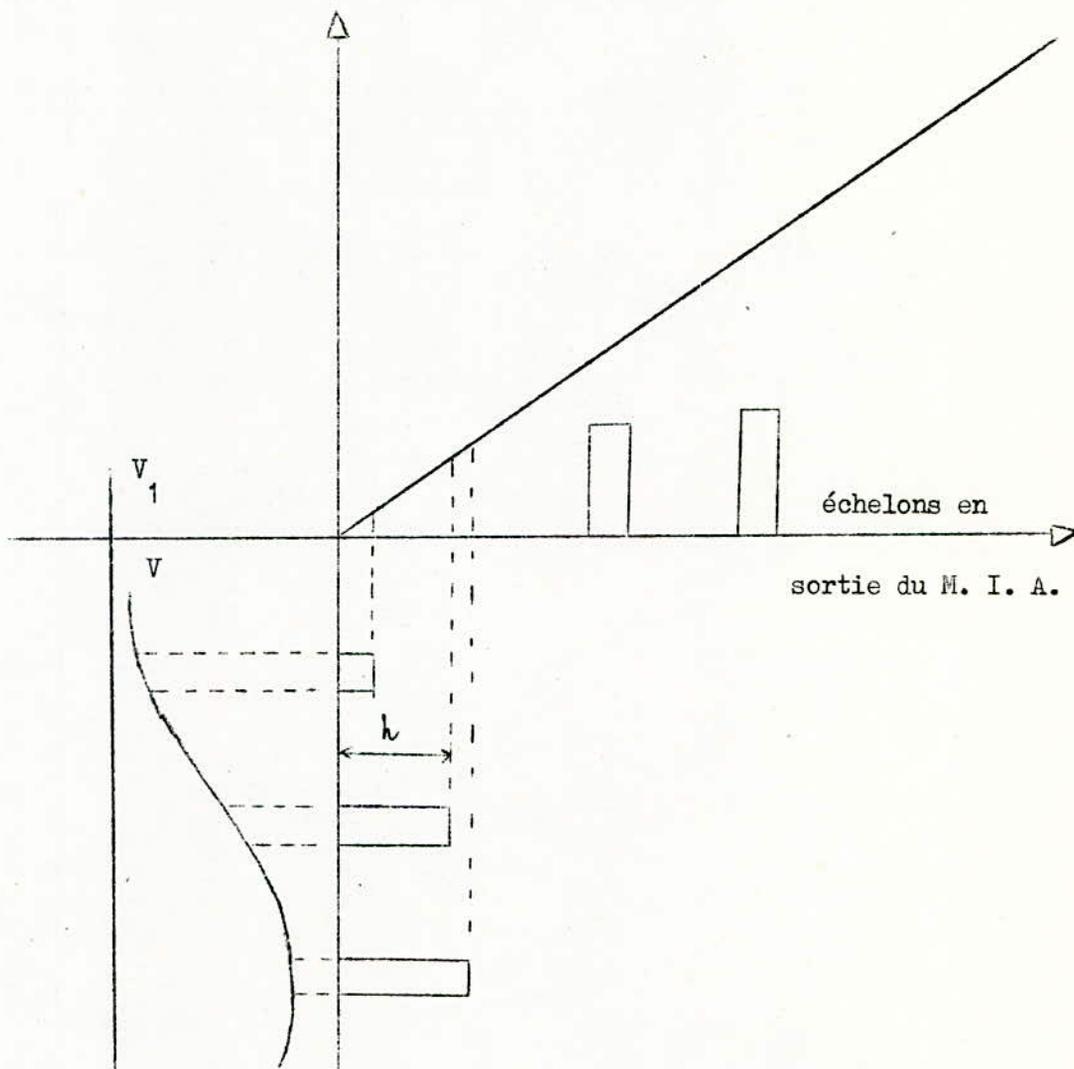
Lorsqu'on applique le signal pilote à l'entrée du modulateur, la densité moyenne des "1" en sortie du codeur est modifiée. Elle varie de $\frac{1}{2}$ (pour le signal maximal) avant saturation du codeur, à $\frac{1}{3}$, en l'absence du signal" [10] .

2.6- Compresseur

Le modulateur MIA est un extenseur piloté par le signal de compression. V₁ corrige le taux de compression (l'amplitude du signal numérique).

2.7- Equation de fonctionnement et rapport signal sur bruit

"La densité des impulsions à la sortie du codeur est fixée à $\frac{1}{2}$ pour un niveau d'entrée égal au niveau nominal, donc 32 dB au dessous du point de surcharge" [10] .



Signal d'entrée du modulateur M I A

Figure. 16 FONCTIONNEMENT DU MODULATEUR D'IMPULSIONS EN AMPLITUDE

Il a été montré que [7]

$$\frac{S}{B} = \frac{f_s}{630} \left(\frac{f_s}{E_{sm}} \frac{H_M}{H} \right)^2 \quad (20)$$

E_s = amplitude du signal d'entrée

E_{sm} = " max du signal d'entrée

H = hauteur de l'échelon de quantification
à la sortie du MIA

H_M = hauteur max MIA

Cette équation permet de relier le signal de sortie au signal d'entrée.

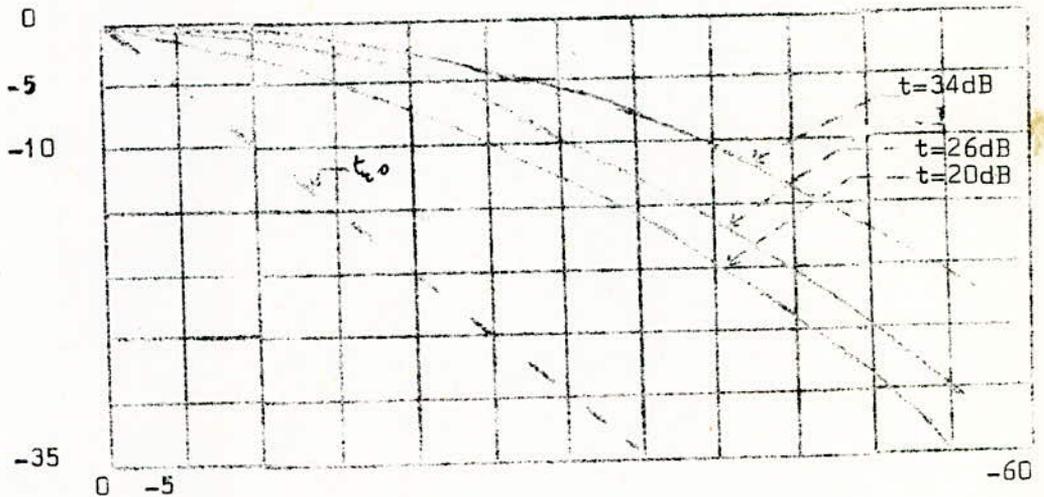


Fig.17 Variation du rapport $\frac{S}{B}$ quand le niveau du signal d'entrée décroît, pour quelques taux de compression. N_{set}/N_{nom}
 N_{set} : niveau du signal d'entrée
 N_{nom} : niveau nominal

On voit sur la fig 17 que pour une variation importante du signal d'entrée, le rapport $\frac{S}{B}$ reste à peu près constant pour des taux de compression élevés. Le calcul $\left(\frac{S}{B}\right)_{max}$ est effectué au niveau

maximum du signal, lequel peut être transmis sans distorsion; ce niveau a été fixé au niveau nominal.

L'utilisation d'un deuxième intégrateur permet d'augmenter la plage dynamique d'amplitude x , car lorsqu'on a une série de bits identiques sur plusieurs périodes en sortie du codeur, l'échelon de quantification croît. On a donc un $\left(\frac{S}{B}\right)_{max}$ qui est fonction de la pente maximale (voir formule (6)).

Malheureusement un tel système est instable, car 2 intégrateurs dans une boucle de retour introduisent un déphasage de π . Pour prévenir ceci, on modifie le réseau intégrateur en ajoutant une résistance supplémentaire [5].

La tension de sortie est maintenant prise aux bornes de la résistance et du deuxième condensateur en série. Cette tension est en avance de phase sur celle aux bornes du condensateur ; on peut dire qu'un tel système se comporte pratiquement comme un double intégrateur aux fréquences vocales, et comme un simple intégrateur, aux fréquences supérieures, ainsi le système est plus stable.

Expérimentalement F. de Jager [8] a montré en utilisant une double intégration que :

$$\text{que : } \frac{S}{B \text{ max}} = 10 \log_{10} \left(\frac{f_s^5}{f^2 f_1 \cdot f_2^2} \right) - 32 \text{ (dB)} \quad \text{(21) \quad (Voir Ann. xe A2.)}$$

f_1 = fréquence jusqu'à laquelle il y a simple intégration

f_2 = " " " " double "

f_s = fréquence d'échantillonnage

f = fréquence du signal

Pour une faible valeur du rapport $\frac{f_0}{f_2}$, c'est à dire

$$\frac{f_0}{f_2} = 10 \text{ et pour :}$$

$$f_1 = 1,8 \text{ KHz}$$

$$f_2 = 3,4 \text{ KHz}$$

la formule (2) peut être approximée par :

$$\frac{S}{B \text{ max}} = \frac{f_s^{4,3}}{6,3} \quad (22)$$

$$= 43 \log_{10} f_s - 28 \quad \text{dB}$$

Calculons le rapport $\frac{S}{B}$ pour $f_s = 10 \text{ KHz}$ et $f_s = 20 \text{ KHz}$.

Langues

Calculons le rapport $\frac{S}{B}$ pour différentes fréquences d'échantillonnage.

f_s (KHz)	16	24	32	48	56
S/B_{max}	23,7	31	36	44	47

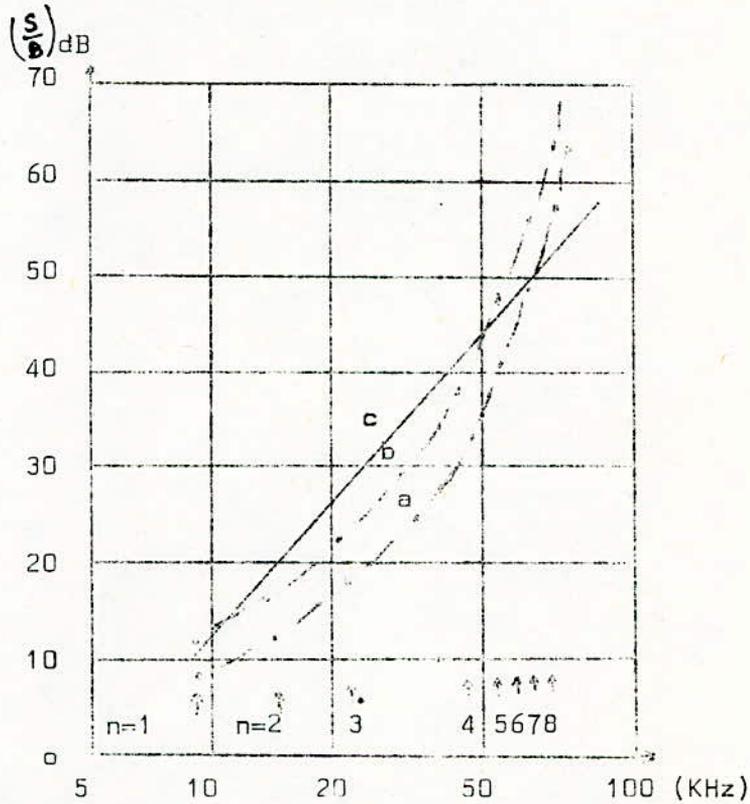


FIG. 18 - Diagramme de $\frac{S}{B}$ pour un niveau maximal du signal correspondant à un $\frac{B}{max}$ signal de fréquence 800 Hz. D'après :
 courbe a : correspondant au codage MIC.
 courbe c : correspondant au codage de la modulation delta utilisant dans sa boucle de réaction une double intégration.
 n = nombre de groupe d'impulsions de code.

Pour une bonne transmission de la parole, le rapport Signal sur bruit doit être au moins égal à 40 dB. La fig. 18 montre que le codage MIC exige un code à 7 bits pour une fréquence d'échantillonnage de 8 KHz qui implique une vitesse de bits de 56 KHz. Par contre sur la courbe (C) de la fig. 18 qui traduit le codage de la Modulation Delta, on peut voir que le rapport signal sur bruit de 40 dB est atteint pour une vitesse de bits seulement de 40 KHz. Cela veut dire qu'une plus petite bande passante est utilisée pour la Modulation Delta. On remarque aussi que le $\left(\frac{S}{B}\right)_{max}$ décroît lorsque le niveau du signal diminue.

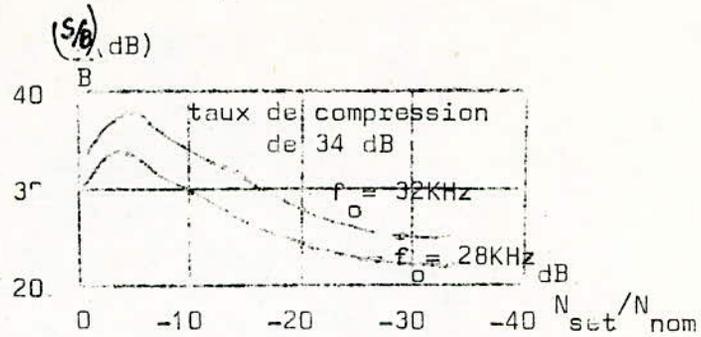


Fig. 19 Courbes expérimentales du rapport $\frac{S}{B}$ en fonction du niveau de sortie du Modulateur $\frac{N_{set}}{N_{nom}}$, pour un taux de compression de 34dB.

Sur la fig. 19 au niveau d'entrée nominale, le rapport $\frac{S}{B}$ passe par un maximum et il diminue ensuite avec le niveau d'entrée. La densité des impulsions à la sortie du codeur est de $\frac{1}{2}$, ce qui est favorable pour la transmission.

Parmi les différents moyens de compression, il est bon de citer l'un des plus performants : le codage delta à pente asservie, à commande numérique (codage delta PACN).

3- Codage delta PACN

C'est un système basé sur la modulation delta dont la pente est à commande numérique.

A l'émission, entre le filtre passe-bas et la sortie du modulateur d'impulsion est ajouté un bloc qui constituera avec le bloc II de la fig. 14 le M.L.A (Modulateur de niveau analysé).

A la réception le même bloc est rajouté derrière le filtre passe-bas.

Les 2 M.L.A identiques ainsi obtenus font que la grandeur de δ est la même dans le codeur et le décodeur ; et la sortie du signal X_o est alors égale à l'entrée du signal X .

3.1- MODULATEUR DE NIVEAU ANALYSE (M.L.A)

La relation entre l'échelon de quantification et le signal numérique peut être obtenue avec des moyens différents.

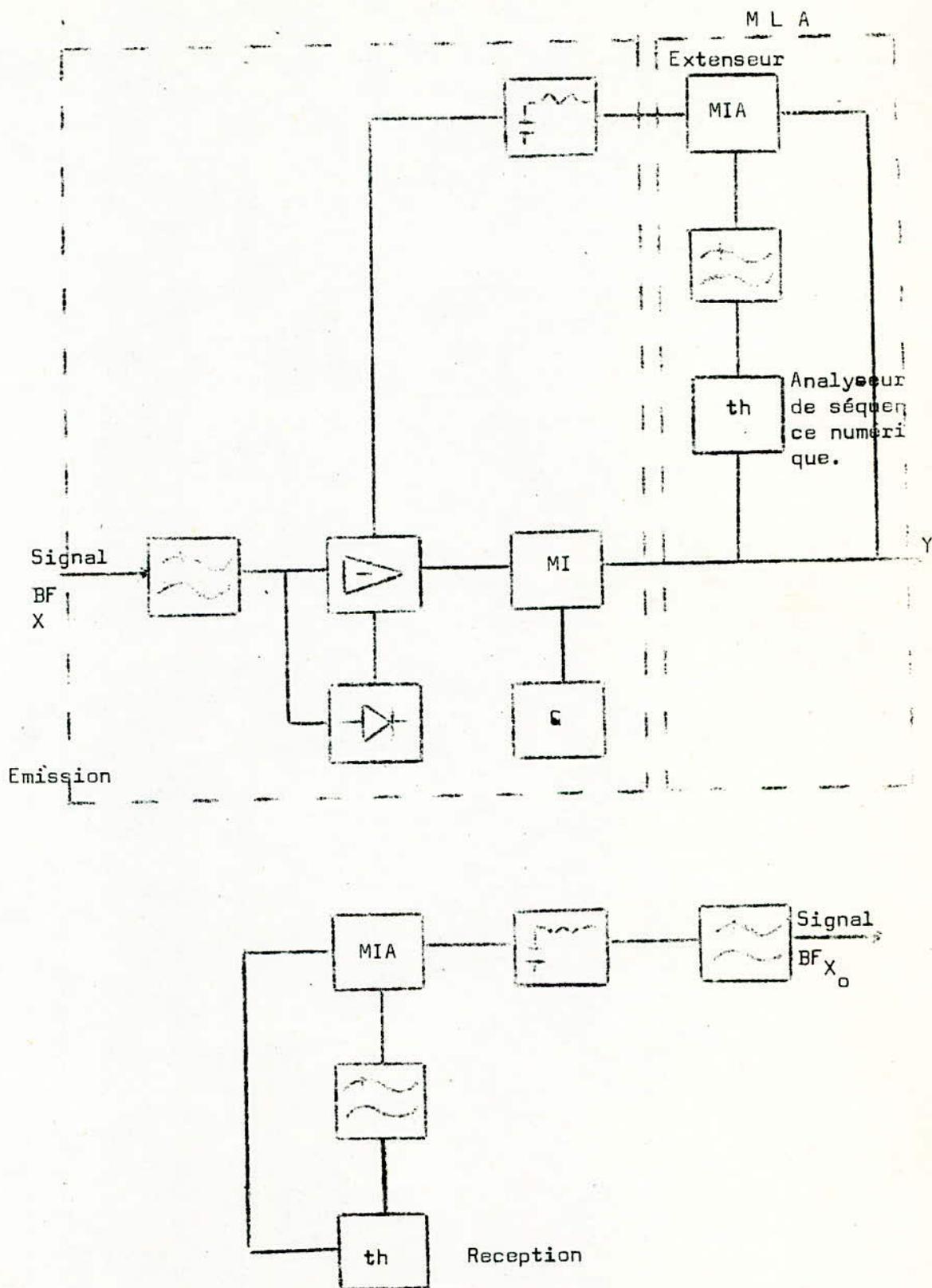


FIG. 19 - Schéma synoptique du codeur delta PACN

MLA : Modulateur de niveau analysé qui détermine la relation liant le signal digital y et la grandeur g de la quantification unité du circuit intégrateur.

Pour les autres blocs, voir la fig. 4.

Une variété de MLA peut donc être utilisée. Nous présentons un circuit qui a donné des résultats satisfaisants [8]. Le principe est montré dans la fig. 11.

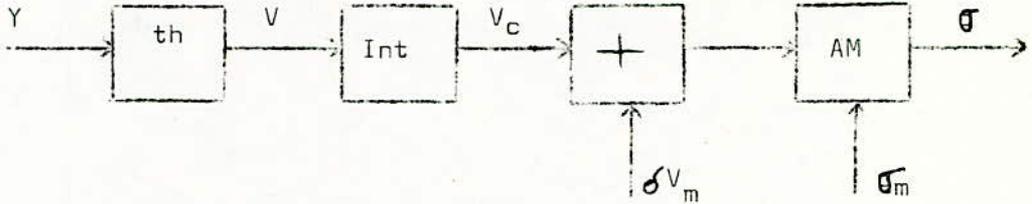
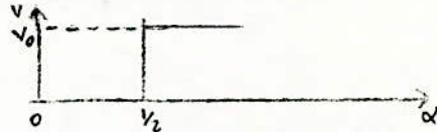


Fig. 20 Diagramme de base du M.L.A.

th: détecteur d'impulsions à circuits logiques, le voltage v de sortie est égal à la valeur fixé V_0 aussi longtemps que l'index de modulation est plus grand que $1/2$. Si α est plus petit que $1/2$, alors V est nul.

Int: circuit intégrateur qui délivre un voltage de contrôle V_c variant entre 0 et V_{cm} . Ce voltage de contrôle avec un voltage constant V_{cm} alimentent un modulateur d'amplitude, qui variera le grandeur q de la quantification. q_m valeur maximum de cette unité.

La caractéristique du circuit seuil est la suivante:



Le signal numérique (voir fig. 20) alimente un circuit seuil th, qui délivre un signal de tension V au circuit intégrateur Int, dont la constante de temps de 5 ms (aussi longtemps que l'indice de modulation est plus grand que $1/2$) V a la valeur V_0 .

Si α devient plus petit que $1/2$, alors V prend la valeur 0. Le circuit intégrateur produit une tension de contrôle V_c , qui varie avec la moyenne de α entre 0 et la valeur maximum, établie V_{cm} . La tension V_c contrôle le modulateur d'amplitude (MA), qui règle l'échelon de quantification q entre 0 et la valeur maximum q_m . Si l'entrée du signal est très petite, la valeur de α n'atteint pas $1/2$ pour quelques instants d'échantillonnage, et donc y serait 0. Pour prévenir ceci, une petite tension constante δV_{cm} ($\delta \approx 0,01$) est additionnée à la tension de contrôle V_c . Cette tension ainsi additionnée détermine la valeur minimum de q .

3.2- DETECTEUR D'IMPULSIONS A CIRCUITS LOGIQUES

La valeur du niveau de modulation dépend de la dérivée par rapport au temps du signal, et le circuit seuil doit détecter si cette dérivée est plus grande que la moitié de la valeur maximum qui peut être transmise (voir A.III.3).

Le taux (ou indice) de modulation dépasse la valeur $\frac{1}{2}$ quand plus de 3 bits successifs ont la même valeur. Le détecteur est formé de 4 circuits bistables comme il est indiqué par SR_1 dans la fig. 22

Les sorties des relais sont connectées à une porte AND, et les sorties inversées sont connectées à une autre porte AND. Les 2 portes AND sont connectées à une porte OR, OR_1 . Quand le signal numé- que est appliqué à l'entrée de SR_1 , une des portes AND, et aussi la porte OR, délivre une impulsion "1" quand tous les 4 circuits bistables sont dans l'état "1" ou "0". Aussitôt qu'un bit de signe opposé entre dans l'enregistreur, une des portes AND change d'état et OR_1 aussi change d'état. Le circuit donc détecte 2 dérivées positives et négatives.

L'enregistreur à décalage SR_1 , cause un certain retard dans la réponse du circuit seuil, parce que l'intervalle de temps séparant 4 bits successifs ou plus n'est pas indiqué à l'entrée. La fin d'une telle série de bits interrompue par un bit de signe opposé.

Le temps pour lequel OR_1 indique que le taux de modulation a au moins $\frac{1}{2}$ de sa valeur maximum serait donc invariablement de 3 bits par périodes plus court que la série correspondante aux bits identiques. Chaque série est en conséquence suivie par un retard de 3 bits par période. Ainsi, 3 bits sont perdus chaque fois que la dérivée du signal change de signe, ce qui signifie qu'un signal de haute fréquence ne pourra pas déterminer le taux de modulation. [8]

La sortie du circuit bistable de l'enregistreur à décalage et aussi la sortie de OR_1 sont connectées à une seconde porte OR, OR_2 . La sortie V_2 de OR_2 est égale à la sortie du V_1 de OR_1 . La seule différence étant que V_2 se charge de changer l'état de "0" à "1" 3 bits de la dernière période. Le dernier voltage V_2 est ainsi "1" pour les temps qui sont égaux au nouveau train d'impulsion de plus que 3 bits identiques.

Le schéma du décodeur à la réception a été ainsi représenté dans la fig. 12.

Les circuits de base sont les mêmes que ceux du codeur. Pour cette raison l'émetteur et le receptrer peuvent être construits de la même manière avec des circuits intégrateurs.

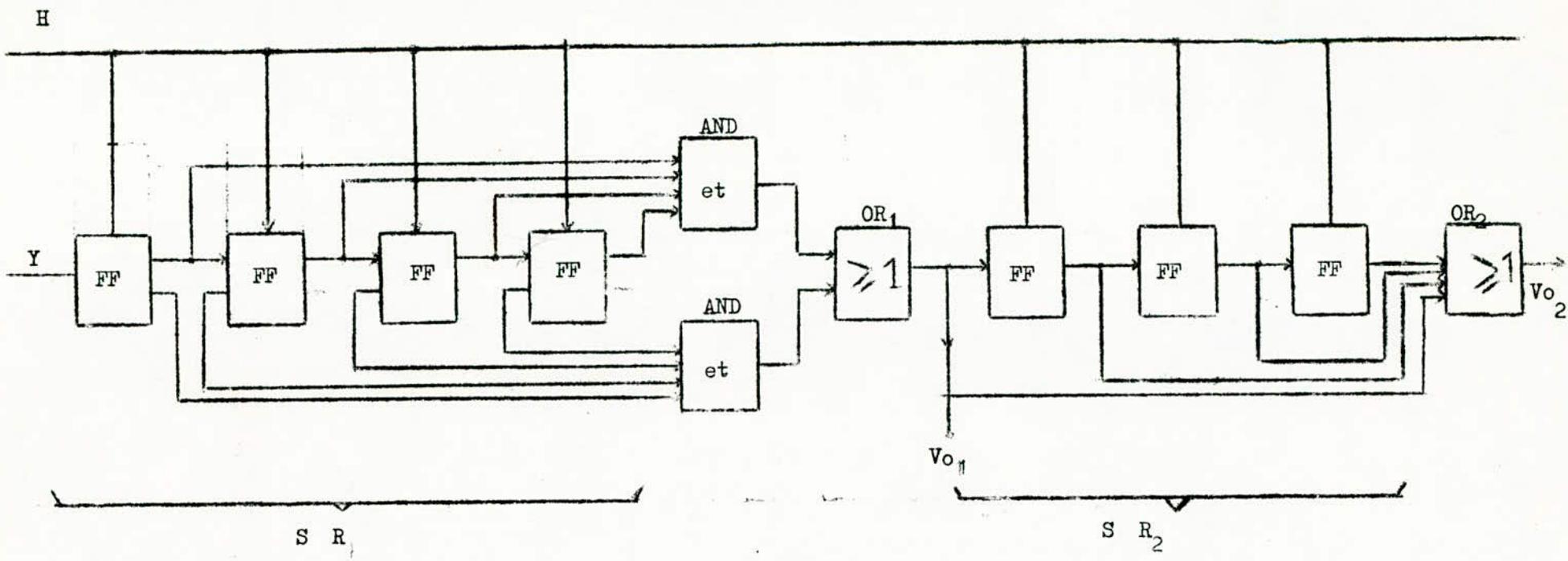


fig.22 exemple de detecteur d'impulsion digitales à circuits logiques

- SR₁ et SR₂ sont 2 enregistreurs à décalages.
- FF : relais de l'enregistreur à décalage ; AND et OR sont indiqués sur la figure.
- y : signal d'entrée numérique . H : Horloge. La sortie de la tension V₂ de OR₂ à la valeur "1" pour le temps qui est égal au plus fort train d'impulsions de plus que 3² bits identiques dans y, au contraire la sortie du signal V₁ de OR₁ dans laquelle chaque serie de bits identiques est suivie par un temps mort de 3 bits

On a besoin seulement de 2 intégrateurs. : 1 pour la partie analogique du circuit et 1 pour la partie numérique.

4- COMPARAISON DES DIFFERENTS SYSTEMES DE COMPRESSION A COMMANDE NUMERIQUE POUR LA MODULATION DELTA ET LA MIC

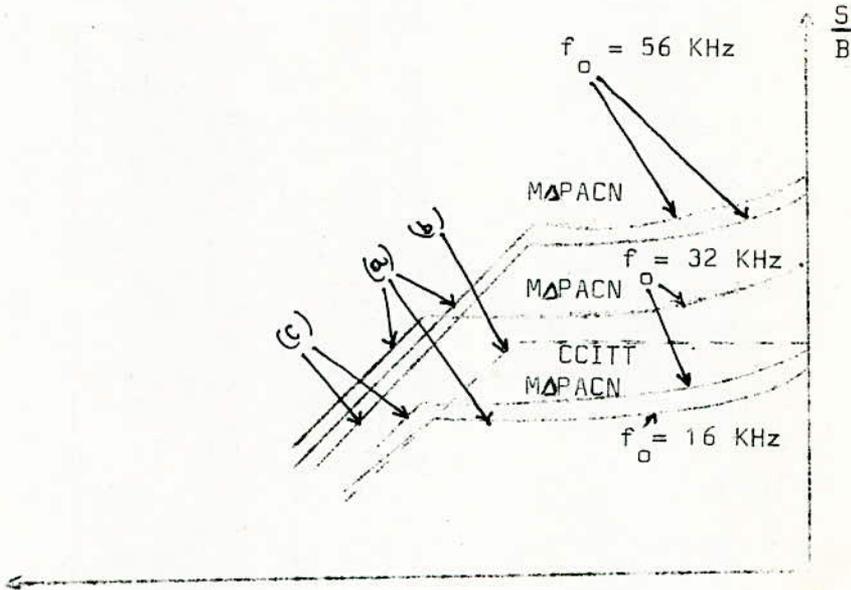


FIG. 23 - Rapport $\frac{S}{B}$ à la sortie du codeur en fonction du niveau $\frac{X}{X_m}$ d'entrée.

- (a) : courbe modulation delta PACN
- (b) : normes fixées par le CCITT pour une bonne communication téléphonique.
- (c) : courbe MIC à commandes numérique

D'après [8]

En comparant la courbe de la fig. 19 (Modulation Delta à pente asservie) et la courbe de la figure 23 (Modulation Delta à pente asservie, à commande numérique), la Modulation Delta PACN donne un meilleur rapport $\frac{S}{B}$ que la Modulation Delta - P.A. ; la courbe (b) de la fig. 7 définit les normes prises par le CCITT pour une bonne transmission téléphonique.

Pour une fréquence d'échantillonnage élevée (56 KHz), la Modulation Delta PACN et la MIC à commande numérique suivent la courbe (b). Ce n'est pas le cas pour les basses fréquences. Par exemple pour $f_s = 32 \text{ KHz}$ seule la Modulation Delta PACN suit la performance fixée par le CCITT. Par contre à 16 KHz, aucun de ces systèmes ne suit la norme fixée par le CCITT.

CHAPITRE III

BRUIT EN MODULATION DELTA.

- o - o -

LE BRUIT EN MODULATION DELTA

En Modulation Delta, comme en MIC, il y a lieu de considérer deux types de bruit : le bruit de quantification et le bruit thermique.

1- BRUIT DE QUANTIFICATION

Dans les systèmes à Modulation Delta, il y a lieu de distinguer deux aspects différents de bruit de quantification : le bruit granulaire et le bruit de surcharge. Le bruit granulaire est identique au bruit de quantification en MIC. Il est dû au fait que le signal reconstitué ne peut prendre que des valeurs discrètes multiples de la dimension de l'échelon σ . Il est évident que ce bruit diminue si la trame de quantification est fine, donc la "définition" du signal sera meilleure.

Le bruit de surcharge résulte du fait que la pente maximum que le système à Modulation Delta peut reproduire, est limitée à $f_s [3]$.

Dans le système à Modulation Delta Normale, le bruit est produit par le signal d'erreur $\epsilon(t) = f(t) - g(t)$. Ce bruit est ensuite réduit à la réception au moyen d'un filtre passe-bas. Le signal d'erreur (fig 7 b) est d'habitude non périodique et a donc un spectre continu mais qui peut être considéré comme uniforme pour des fréquences très petites comparées à la fréquence d'échantillonnage f_s . Dans l'exemple illustré en fig 24 le bruit est granulaire avant t_0 . Au temps $t = t_0$ la pente de $f(t)$ dépasse celle que le modulateur Delta est capable de transmettre. La période du bruit de surcharge dans le cas figuré est t_0 à t_1 et le bruit durant cette période est 81 :

$$\begin{aligned} \epsilon(t) &= f(t) - g(t_0) + (t - t_0)f'_0 \\ &\text{avec } t_0 \leq t \leq t_1 \end{aligned} \quad (23)$$

où $f'_0 = \sigma f_s$ est la pente maximum que le modulateur peut reproduire.

Le bruit de quantification n'est donc pas indépendant du signal d'entrée. Pour une très grande dimension de l'échelon de quantification, presque tout le bruit est granulaire.

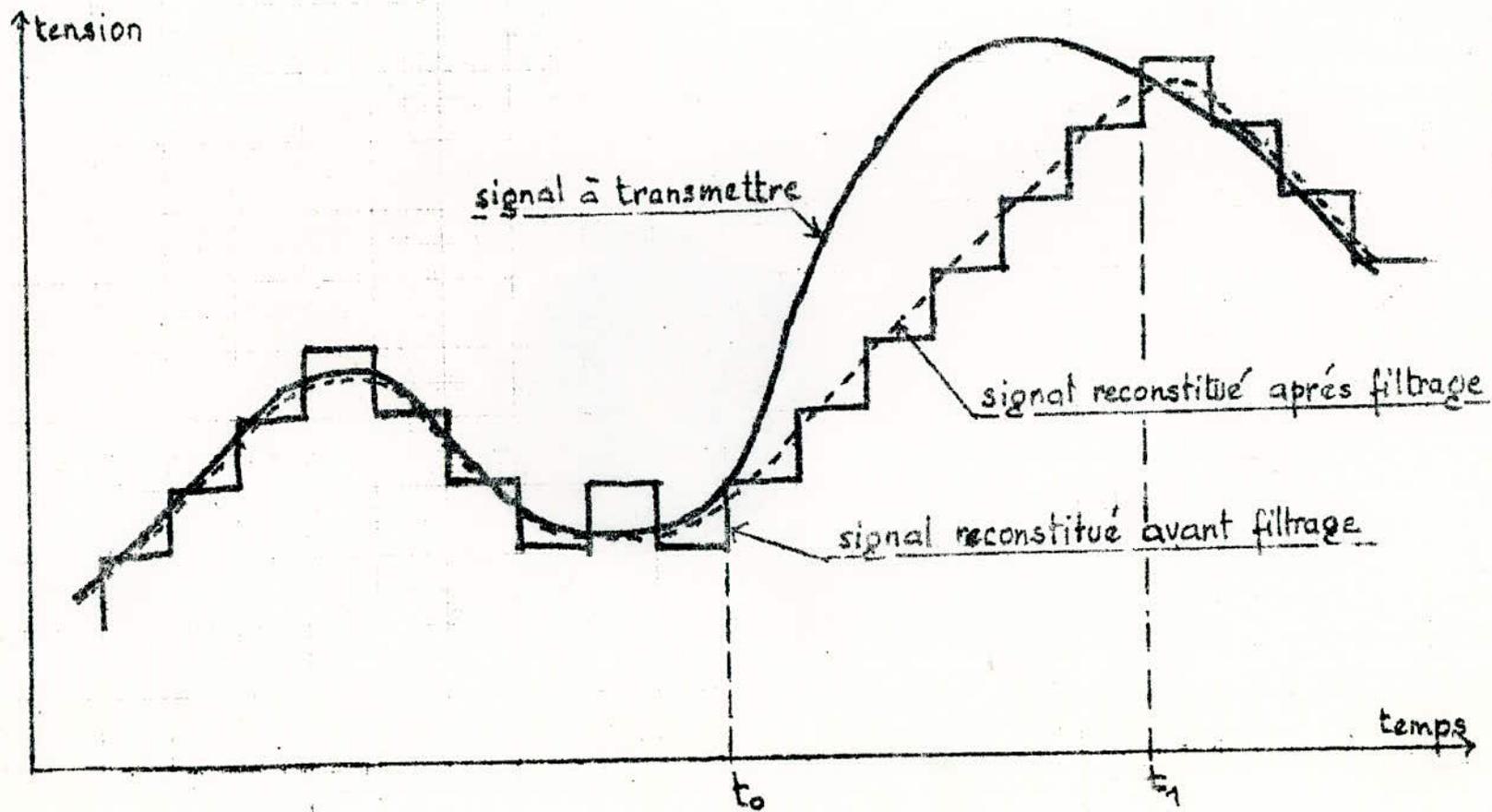


fig 24 : Illustration du bruit de quantification
 (granulaire et de surcharge)

[*] Pour un signal Gaussien, la puissance de bruit totale est d'après [11]

$$N = N_o + N_g \quad (24)$$

Avec N_o : Bruit de surcharge (Overload noise)

N_g : Bruit granulaire (Granular noise)

$$N_o = \frac{3^5}{4 \sqrt{2\pi}} \left(\frac{b_o^2}{b_2} \right) \left(\frac{f_s \cdot \sigma}{b_o} \right)^{-5} \exp \left(- \frac{f_s^2 \cdot \sigma^2}{2 b_o} \right) \quad (25)$$

$$N_g = \frac{8\sigma^2}{\pi^2 F_s^2} \times \left[\frac{\pi^2}{12} + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{n+l} \frac{\sin(2n/F_s) \sin(2l/F_s)}{(2\pi n/F_s)(2\pi l/F_s)} \times \frac{1}{l^2} \exp \left(- \frac{\pi^2 l^2}{\sigma^2} \cdot (1-a_n) \right) \right] \quad (2)$$

Avec f_s : fréquence d'échantillonnage

$F_s = f_s / f_b$ f_b = largeur de bande du signal

$a_n = (n/f_s)$ où $\psi(\tau) =$ fonction d'autocovariance de $f(t)$

$$\psi(\tau) = \frac{\sin(2\pi f_b \cdot \tau)}{(2\pi f_b \cdot \tau)}$$

b_o : variance de $f'(t)$

b_2 : variance de $f''(t)$

Pour des signaux à bandes limitées on prend :

$$b_o = (2\pi f_b)^{2/3} \quad \text{et}$$

$$b_2 = (2\pi f_b)^{4/5}$$

La courbe donnant S/B en fonction de l'échelon de quantification est illustrée fig 25. On peut la rapprocher à celle de la fig 9.

Le bruit en Modulation Delta a été étudié par plusieurs chercheurs dont de Jager (x), Libois [1] ,

(x) : de Jager : Philips Res Rept 1952

Van de Weg (xx) et Zetterberg (xxx).

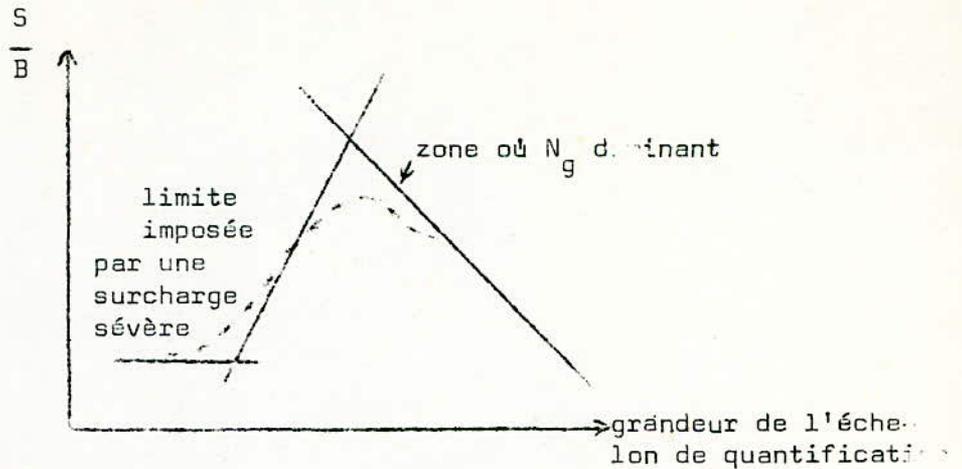


Fig.25: Asymptôtes pour $\left(\frac{S}{B}\right)$ dans le cas où $f_s \gg f$.

Chacun d'eux a donné un résultat du rapport (S/B) différent l'un de l'autre. Mais il est vrai qu'ils ne diffèrent pas de beaucoup.

Cependant la relation la plus utilisée en pratique est celle de de Jager (Voir Annexe A₂)

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{\max} = 0,261 \times \frac{f_s^{3/2}}{f \cdot f_b^{1/2}} \quad (27)$$

Ce qui constitue une bonne approximation des résultats expérimentaux. Dans sa formule, de Jager a négligé le bruit de surcharge devant le bruit granulaire. La relation est valable uniquement pour un système à Modulation Delta Normale.

Pour un système contenant dans sa boucle une double intégration (cas de la Modulation Delta à Pente Asservie) ce rapport est de (voir Annexe A₂):

(xx) : Van de Weg, H. : "Quantizing Noise Of Single Integration Delta Modulation System With an N - Digit Code" Philips Res. Rept 8 pp 367 - 385, 1953

(xxx) : Zetterberg, L.H. : A Comparison Between Delta And P C M, Ericsson Technics, vol 11 n° 1 pp 95 - 154 1955

$$\frac{(S)}{(B)_{\max}} = 0,0226 \frac{f_s^{5/2}}{f_b \cdot (f^2 + f_2^2)} \quad (28)$$

Cette dernière formule a été déjà utilisée en pente asservie sous une autre écriture (voir relation 21)

2- LE BRUIT THERMIQUE (ERREURS NUMERIQUES)

A la sortie du recepneur, les impulsions de code detectées se trouvent mélangées à un bruit de fond (bruit thermique provenant de l'échauffement des éléments aussi bien du recepneur que du canal de transmission) variant d'une façon aléatoire.

A cause de ces perturbations, le recepneur confond quelque fois le chiffre 0 avec le chiffre 1 ou inversement. Généralement la présence du signal binaire n'est constaté qu'au dessus d'un seuil bien défini pour ne pas laisser les signaux parasites susceptibles de se confondre avec les signaux utiles. Les bruits d'amplitude excessive provoqueront des erreurs, soit par effacement d'une impulsion significative, soit par l'apparition d'une impulsion fortuite et non significative (fig 26).

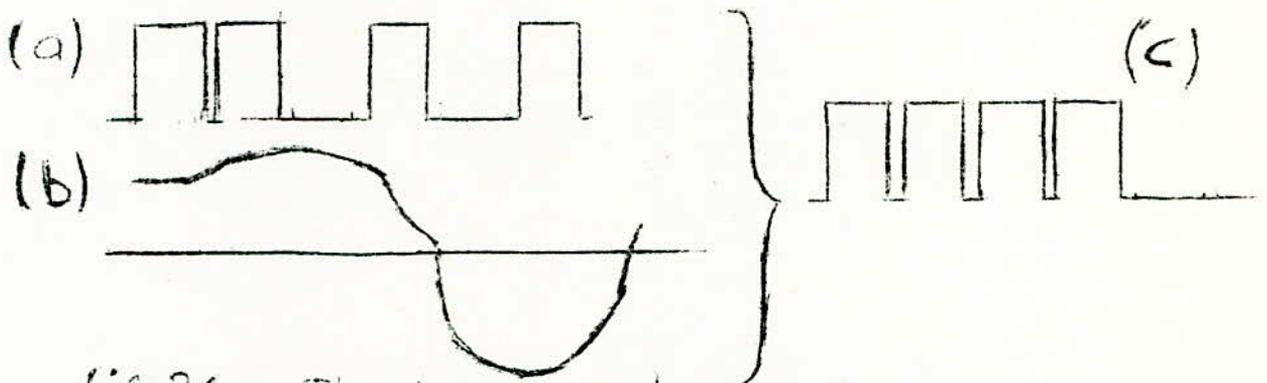


fig 26 Illustration des erreurs numériques

- (a) signal binaire émis
- ((b) bruit thermique (aléatoire)
- (c) signal binaire décodé

Cependant, aujourd'hui ces erreurs numériques sont très négligeables car les taux observés en pratique sont inférieurs à 10^{-10} (une erreur pour 10 milliards d'éléments d'informations transmises) (*).

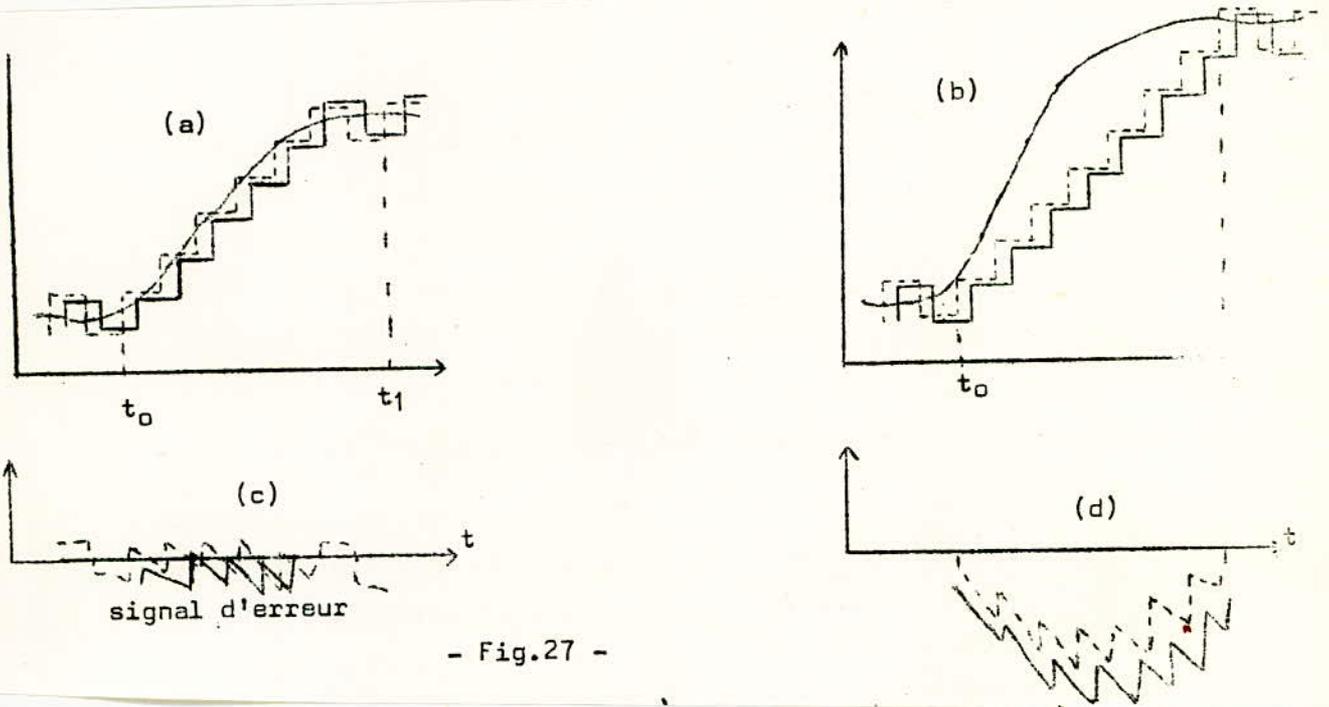
(*) : P. Fritz onde électrique Février 1971. pages 137 - 141.

1 - APPLICATION DE LA MODULATION DELTA A LA TELEVISION

Avant de décrire et d'analyser les différents montages envisagés (car aujourd'hui on est encore au stade de la recherche d'un système plus performant) pour la transmission des signaux vidés en modulation delta, il est utile de revenir sur le bruit de quantification afin de voir les conséquences engendrées par ce bruit en télévision.

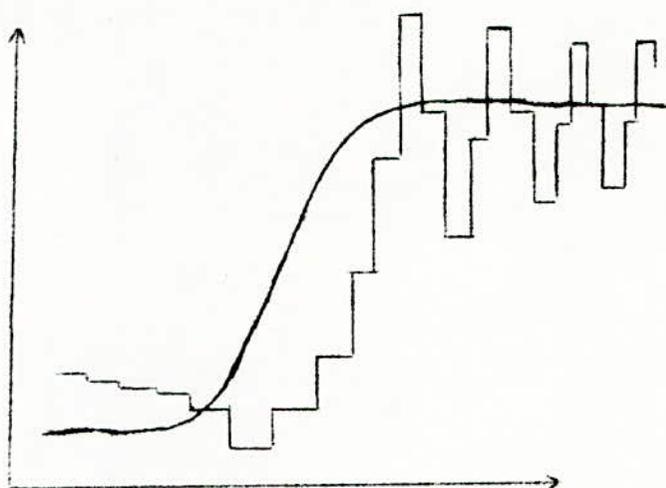
Soient par exemple deux signaux similaires à ceux de la vidéo, TV, l'un à faible pente et l'autre à pente raide, à transmettre par l'intermédiaire d'un modulateur delta à simple intégration. A la réception on obtient les signaux en escaliers illustrés en fig. 27. Considérons maintenant le signal d'erreur introduit par la quantification dans chacun des cas. Le premier signal d'erreur (fig. 27-c) a une forme de dents de scie périodiques. Le second (fig. 27-d) a une forme d'impulsion unipolaire. Si les signaux (fig. 27-a et 27-b) sont codés à une différente phase d'échantillonnage, les ondes modulées en Delta prennent des traces différentes comme illustrées par les traits en pointillés. Cette différence de phase se repercute différemment sur les signaux d'erreur. Généralement c'est la phase qui change dans l'onde en dent de scie (fig. 27-c) et c'est l'amplitude de l'impulsion unipolaire (fig. 27-d) qui varie dans le cas d'un signal à pente raide.

Les erreurs de quantification, dans le cas d'un signal à faible pente, sont éliminées presque entièrement par un filtre passe-bas. Par contre les erreurs de quantification, dans le second cas, restent presque inchangées après passage à travers un filtre passe-bas. La variation d'amplitude de l'impulsion unipolaire (fig. 27-d) cause en télévision une distorsion qu'on appelle "effet de bord" (en anglais "edge busyness") qui se traduit sur l'écran par une image floue. En effet, puisque les bords des objets dans l'image se présentent comme des échelons (signaux à pente raide), la pente de surcharge a l'effet de retarder l'apparition du bord de l'image, ce qui donne une image sans bord net donc floue. La différence de phase dans l'opération d'échantillonnage aggrave encore beaucoup cette distorsion qui est considérée comme le plus sérieux empêchement du codage des images haute qualité à un taux de bits bas avec des modulateurs Delta. Il est évident que la synchronisation améliore substantiellement la qualité de l'image mais n'élimine pas complètement l'effet de bord.



- Fig.27 -

Une autre dégradation de l'image est observée dans les modulateurs Delta auto-adaptatifs; elle est d'oe au phénomène de suroscillations (fig.28). Le signal reconstitué oscillant fortement autour d'une valeur fixe peut amener le système à une certaine instabilité.



- Fig. 28 -

Une fois analysées les conséquences engendrées par le bruit de quantification dans les images codées en Delta en Delta, voyons maintenant les différents montages qui ont été expérimentés.

Balder et Kramer [13] ont été les premiers à s'intéresser à l'application de la modulation Delta à la télévision. En portant du codeur Delta normal dans lequel ils avaient remplacé la combinaison des fonctions du comparateur et du générateur d'impulsions par une paire équilibrée de diode Tunnel, ils étaient arrivés à convertir le signal vidéo en un signal binaire bipolaire. Les avantages de leur circuit étaient sa simplicité et la possibilité d'utilisation de taux de bits très élevés. La qualité de l'image était tout juste acceptable. Par contre ce circuit a les inconvénients suivants : il exige une fréquence d'échantillonnage énorme, de l'ordre de 100 MHz, et sa tension de sortie est faible puisqu'elle n'est que de 0,2 V. Le rapport S/B, quant à lui, est satisfaisant; il est de dB pour $f_s = 100$ MHz.

Aussi pour surmonter tous ces problèmes, il faut d'abord disposer d'un modulateur dont l'échelon de quantification est variable.

En 1963, Winkler (*) presenta un modulateur Delta à adaptation numérique. A chaque fois que le signal binaire émis par le codeur à la même valeur pendant deux périodes d'échantillonnage successives (11 ou 00) l'accroissement de σ est multiplié par $P=2$. Par contre lorsque le signal binaire passe de 1 à 0 ou de 0 à 1, σ est multiplié par $Q=0,5$. Partant de cette idée, j'ayant [14] réalisa un modulateur dont le principe identique à celui de Winkler et dans lequel il donna à P la valeur 1,5 et à Q la valeur 0,66 (soit $1/1,5$).

Le schéma synoptique d'un tel modulateur est ~~représenté~~ sur fig 30

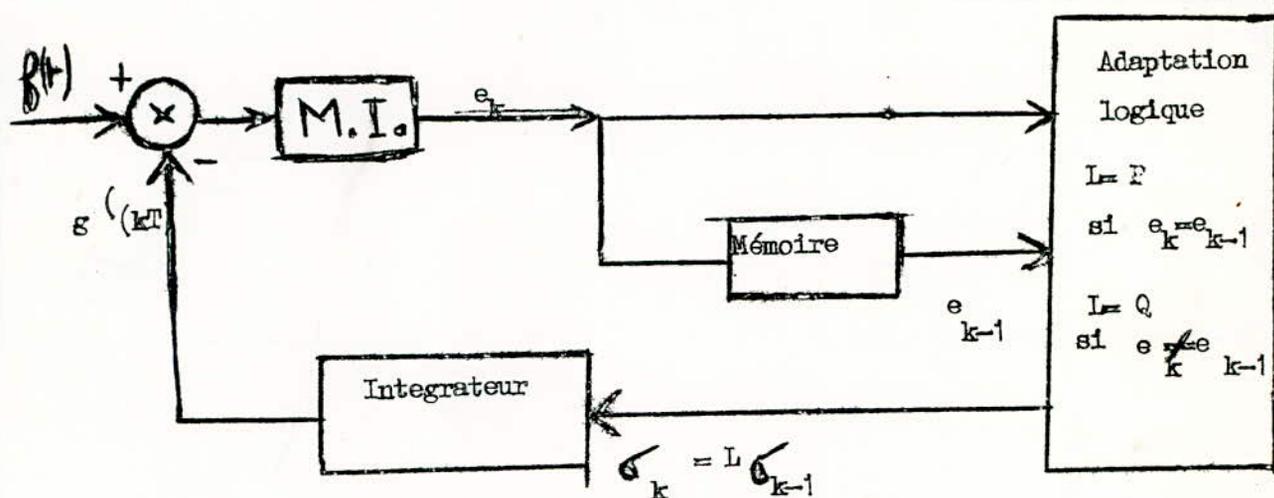


Fig:29 8 Modulateur de JAYANT

où $e_k = \text{signe} (f(kT) - g(kT)) = \text{signe} (f_k - g_k)$
 k : valeur de l'échelon de quantification au kième instant d'échantillonnage.

Ce système à d'abord été utilisé pour la transmission de la parole. Dans ce domaine il a donné de bons résultats. En télévision les résultats sont plutôt moyens. Le rapport S/B est de 28 dB pour une fréquence d'échantillonnage $f_s = 10$ MHz. Une même qualité de l'image résultante exige dans le système M.I.C. un taux de bits de 20 méga bits/seconde.

Une année plus tard, song [15] Présenta un modulateur qui s'adapte au signal à transmettre mieux que tous les autres modulateurs Delta présentés jusqu'ici. Ce modèle utilise les deux précédents signés de comparaison (on bit de signe) pour donner une estimation de l'échelon de quantification σ_k .

(x) Winkler, M.R: "high information delta modulation"
 IRE cov. Record 1963

Le modulateur de Song est donc un système à prédiction.

Les équations qui définissent ce modulateur sont :

$$e_k = \text{signe} (f_k - g_k) \text{ avec } f_k = f(kT) \text{ et } g_k = g(kT)$$

$$g_k = g_{k-1} + \sigma_k$$

$$\sigma_k = l_1 (e_{k-1} ; \sigma_{k-1}) + l_2 (e_{k-2} ; \sigma_{k-1})$$

Les fonctions caractéristiques l_1 et l_2 sont une généralisation de l'algorithme donnant la valeur de l'échelon de quantification du modulateur de Song et permettant une variation de ses paramètres pour une possible optimisation. Ces deux fonctions sont définies comme suit :

a) Si $g_k - g_{k-1} > 0$

$$l_1(e_k = 1) = 0,08 + \alpha (g_k - g_{k-1} - 0,08) \cdot U(g_k - g_{k-1} - 0,08)$$

$$l_1(e_k = -1) = -l_1(e_k = 1)$$

$$l_2(e_k = 1) = [0,04 + \beta (g_k - g_{k-1} - 0,08)] \times U(g_k - g_{k-1} - 0,08)$$

$$l_2(e_k = -1) = -l_2(e_k = 1)$$

b) Si $g_k - g_{k-1} < 0$

$$l_1(e_k = 1) = 0,08 - \alpha (g_k - g_{k-1} + 0,08) \times U(-[g_k - g_{k-1}] - 0,08)$$

$$l_1(e_k = -1) = -l_1(e_k = 1)$$

$$l_2(e_k = 1) = 0,04 - \beta (g_k - g_{k-1} + 0,08) \cdot U(-[g_k - g_{k-1}] - 0,08)$$

$$l_2(e_k = -1) = -l_2(e_k = 1)$$

où

$$U(z) = \begin{cases} 1 & \text{si } z \geq 0 \\ 0 & \text{si } z < 0 \end{cases}$$

Il a été trouvé expérimentalement que l'information vidéo a une plus grande clarté quand $\alpha = 1$ et $\beta = 0,5$.

Le schéma synoptique du modulation du Song est illustrée dans la fig 30.

Le signal $f(t)$ est comparé à l'instant $t = kT$ à $g(kT) = g_k$.

Deux bascules (D) gardent en mémoire les deux derniers bits de signe et permettent, grâce aux fonctions l_1 et l_2 , d'estimer la valeur du prochain échelon de quantification.

Malheureusement même ce montage n'évite pas, lorsqu'il est utilisé pour la transmission de signaux vidéo, les distorsions "effet de bord"

et suroscillations à l'information transmise. Toutefois les résultats obtenus en télévision avec ce modulateur sont satisfaisants.

Plusieurs chercheurs se sont ensuite intéressés au modulateur de Song et ont essayé d'améliorer ses performances. C'est ainsi que Oshima et Ishiguro [17] ont proposé une méthode de réduction de l'"effet de bord" afin que ce modulation soit plus efficace. Cette méthode consiste à limiter la pente du signal d'entrée.

Weiss et Cie [18], quant à eux, ont proposé un procédé qui supprime le phénomène de suroscillations. Ils ont ajouté un bloc supplémentaire dont le fonctionnement tient compte non seulement des deux derniers bits de signes mais des quatre derniers.

Après avoir réduit l'"effet de bord" et supprimé le phénomène de suroscillations, les chercheurs se sont intéressés aux erreurs de transmissions. Scheinberg et Schilling [19] présentent un algorithme lié aux techniques de corrections des erreurs de transmission .

Le modulateur de Song est encore perfectible. Une fois la distorsion dite "effet de bord" est supprimée, on pourra alors appliquer à grande échelle la modulation Delta en télévision.

APPLICATION DE LA MODULATION DELTA A LA TELEPHONIE.

Si en télévision nous sommes encore au stade expérimental, en téléphonie la réalisation à l'échelle industrielle d'un système de transmission basé sur la modulation delta à pente asservie a commencé déjà en 1969.

Nous avons vu que la Modulation Delta est presque aussi efficace que la M.I.C., mais son système est beaucoup plus simple.

Nous avons vu, aussi que la Modulation Delta à Pente Asservie en comparaison avec la Modulation Delta Normale est une nette amélioration de performances sans pour cela augmenter la fréquence d'échantillonnage, ce qui permet d'avoir une qualité de transmission comparable aux autres systèmes de transmission numériques analogues, avec un débit binaire plus faible puisqu'elle utilise qu'un seul moment de code.

Il existe une liaison étudiée par la Société T.R.T., actuellement en service utilisant un équipement expérimental dans une région Française (POITIERS).

Cette liaison utilise un système multiplex (voir Annexe III.5) à 60 voies téléphoniques à Modulation en Delta à Pente Asservie, dont le schéma synoptique est en Fig. 30 31-

Beaucoup de blocs sont ainsi utilisés par voie, mais ils sont peu variés. Comme l'indique la Fig. 31, cette liaison comporte des équipements de multiplexage (en Modulation Delta à Pente Asservie), et une ligne de transmission.

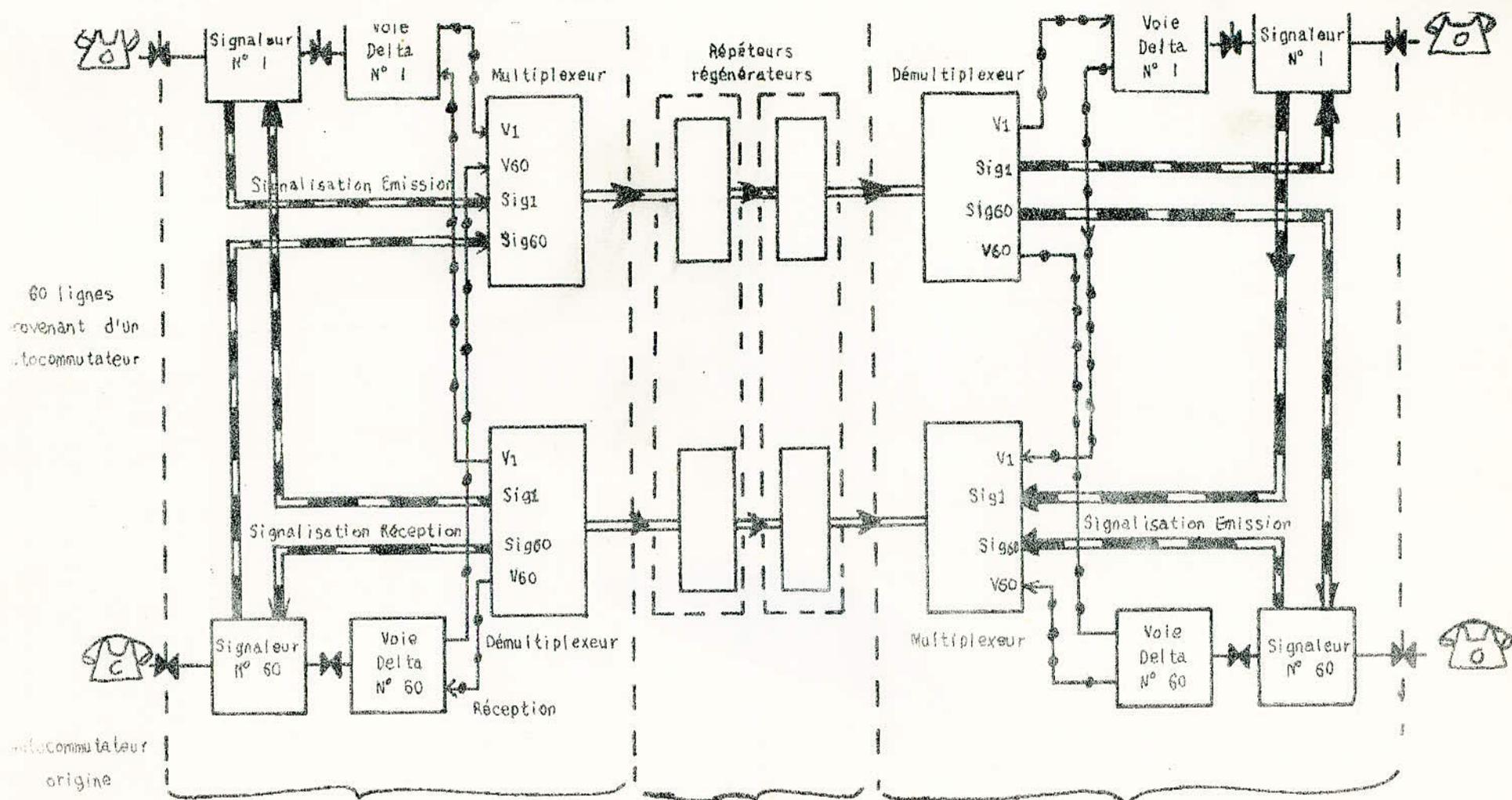
Ce système utilise le principe du codage voie par voie.

1 - ORGANISATION DE LA TRAME ET DE LA MULTITRAME.

La fréquence d'échantillonnage est de 32KHz ce qui entraîne une trame de $31,2/\mu s$, celle des signaux de signalisation de 1,333KHz. La trame est divisée en nombre M d'intervalles de temps qui déterminent le nombre de voie téléphonique.

Elle comprend 64 canaux, dont un est réservé au signal de verrouillage de trame, 3 à la signalisation.

Le nombre d'éléments binaires consacrés par trame à la signalisation étant inférieur au nombre de voies de signalisations à fournir, ces



TERMINAL COTE ORIGINE

LIGNE DE TRANSMISSION

TERMINAL COTE EXTREME

- Information numérique de signalisation (1,333 kbits/s)
- Information numérique de conversation résultant du codage Delta P.A. (32 kbits/s)
- Information numérique de ligne (2,048 Mbits/s)

Fig 31: SCHEMA SYNOPTIQUE D'UNE LIAISON MULTIPLEX 60 VOIES DELTA P.A

informations s'étalent sur plusieurs trames qui sont ainsi associées en multitrame ou trame de signalisation. A l'issue de la formation de la trame, nous sommes en présence d'un train d'impulsions numériques dont le débit sera:

$$\frac{1}{31,2 \cdot 10^3 / M/N} \text{ éléments binaires/secondes.}$$

M: nombre d'intervalles de temps.

N: nombre d'éléments binaires de codage.

Dans **cé cas**, c'est-à-dire: équipement de multiplexage (Modulation Delta-P.A.) à 60 voies

$$\begin{array}{l} M=64 \\ N=1 \end{array} \quad \text{Debit} = \frac{1}{31,2/64/1} = 2,048 \text{ MHz .}$$

Une trame comprend $64 \times 1 = 64$ éléments binaires.

Dans la Fig.32 a été représenté le schéma de la trame et des groupes de trames.

2 - LES EQUIPEMENTS MULTIPLEX.

Les équipements multiplex comportent essentiellement:

2 - a) A L'EMISSION

- Un oscillateur et distributeur de voies-émission.

L'oscillateur utilisé est à quartz. Il délivre un signal sinusoïdal de fréquence f . De cette fréquence on extrait les horloges nécessaires à l'échantillonnage des impulsions dans le codeur Delta et 32 signaux carrés décalés dans le temps, qui, associés aux impulsions d'horloges forment les canaux pairs et les canaux impairs.

- Distributeur de canaux de signalisation émission.

A partir d'une impulsion de canal on obtient 24 sous-canaux pour la signalisation.

- Groupe de 6 voies-émission.

Cette unité présente 2 parties:

+ La première partie est pour la conversation: Ce bloc échantillonne à 32KHz les impulsions provenant de 6 codeurs-décodeurs en Modulation Delta-P.A. et effectue un premier multiplexage.

+ La deuxième partie traite les signaux de signalisation: les échantillons contenant les 6 signalisations sont groupés pour être transmis dans les 3 canaux de trame réservés à la signalisation. On introduit ensuite dans la séquence qui provient des groupes de 6 voies-émission, les impulsions de signalisation ainsi que l'impulsion de verrouillage. Les impulsions ainsi obtenues constituent une trame,

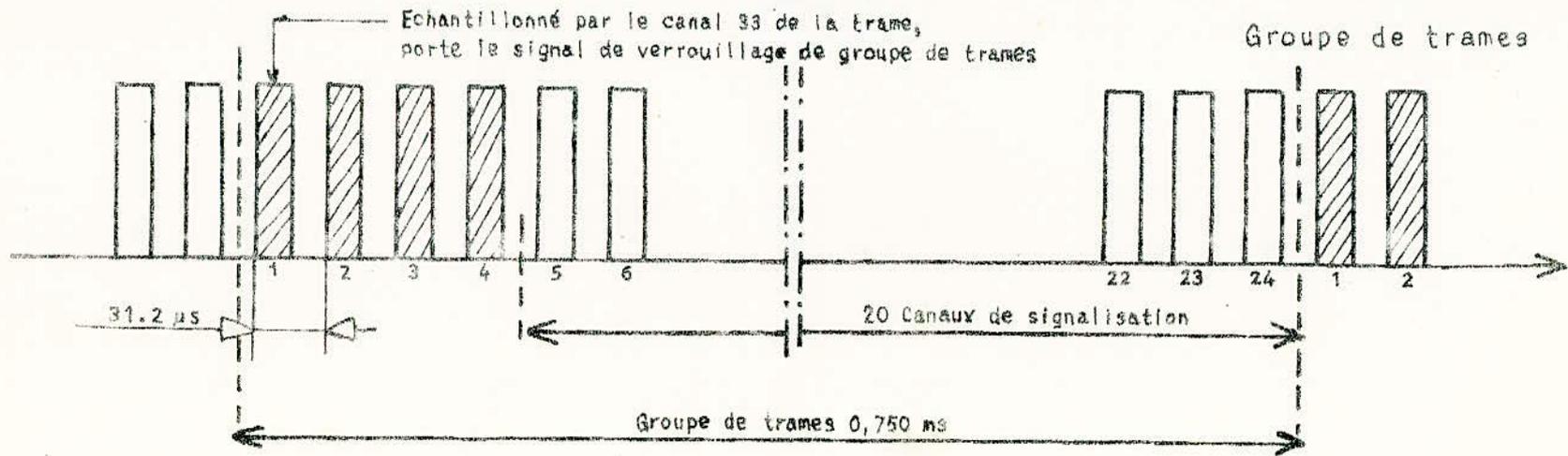
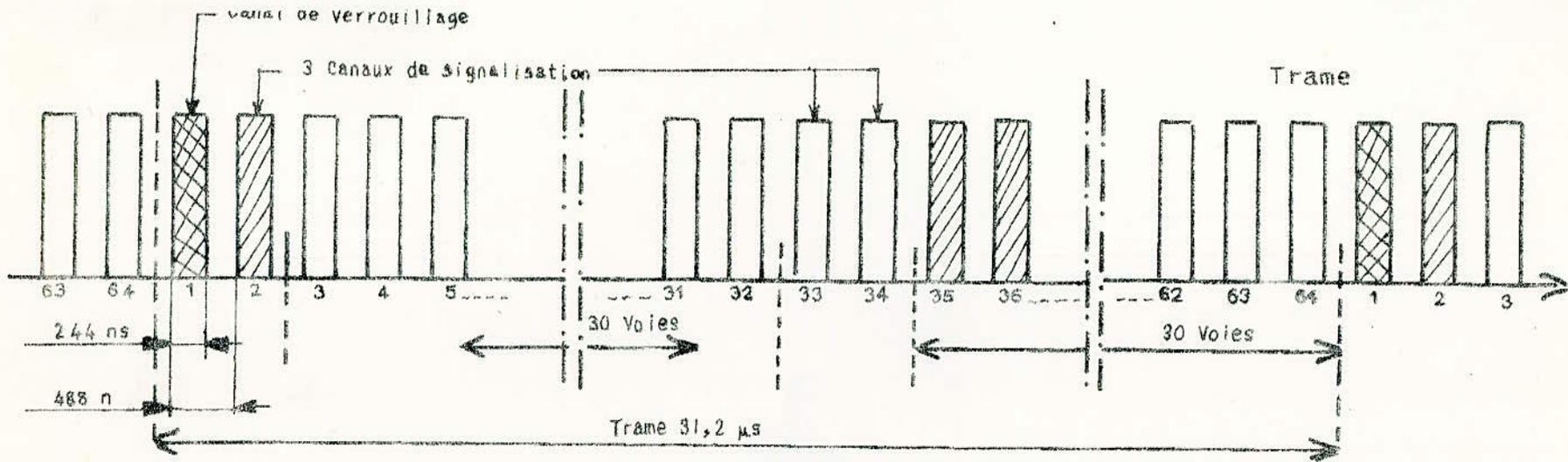


Fig 32: SCHEMA DE LA TRAME ET DU GROUPE DE TRAMES

elles sont traduites en code bipolaire. Après amplification à l'aide d'un oscillateur bloqué, le signal est transmis en ligne.

2- b) A LA RECEPTION.

Le signal de ligne est régénéré, redressé et va être démultiplé-
xé, et les signaux de conversation sont décodés voie par voie.

- Distributeur de voies-reception.

A partir du signal de ligne on reconstitue les canaux de conversation.

- Distributeur de canaux de signalisation reception et verrouillage de groupe de trames.

Comme à l'émission on reconstitue les 24 canaux de signalisation et le verrouillage de groupe de trames est effectué. Le signal de verrouillage pour le groupe de trames est une suite alternée 010101....

- Groupe de 6 voies-reception.

Du signal de ligne on extrait les impulsions correspondants aux 6 voies, et on les transmet à 6 codeurs Delta- P.A. Le codeur extrait aussi les impulsions de signalisation correspondant à chaque voie et les transmet aux circuits de signalisation.

Dans la Fig. 33 ont été représentés les différents blocs constituant le système multiplex Delta- P.A.

3 - LES EQUIPEMENTS DE LIGNE.

Le signal multipléxé est transmis en ligne en code bipolaire. Il est régénéré à des intervalles réguliers. En ligne le signal est amplifié et corrigé à l'aide de repeteur régénérateur. Ils sont alimentés à partir des équipements terminaux.

4 - CARACTERISTIQUE DU SYSTEME MULTIPLEX ET AVANTAGE DE LA MODULATION DELTA.

La Modulation Delta- P.A., est peu sensible aux erreurs de transmission. Ces erreurs se presentent sous 2 aspcts:

- Erreurs de transmission résultant de la perte d'un élément binaire: Si, par exemple, on perd un element binaire en ligne, le signal reconstitué se trouvera affecté. Or, comme la fréquence d'échantillonnage est élevé(32KHz), ce qui entraine un court temps d'échantillonnage, aussi la durée des mémoires des réseaux integrateurs est courte et donc, cette erreur est vite effacée. Des expériences ont été faites [10] avec un perturbateur numérique. On a constaté qu'un taux de 10^2 n'affecte pas l'intelligibilité des mots. Par contre la perte de verrouillage rompt une liaison. Ce qui n'est pas le cas pour le système M.I.C.

- L'erreur de transmission peut provenir de la déformation du signal

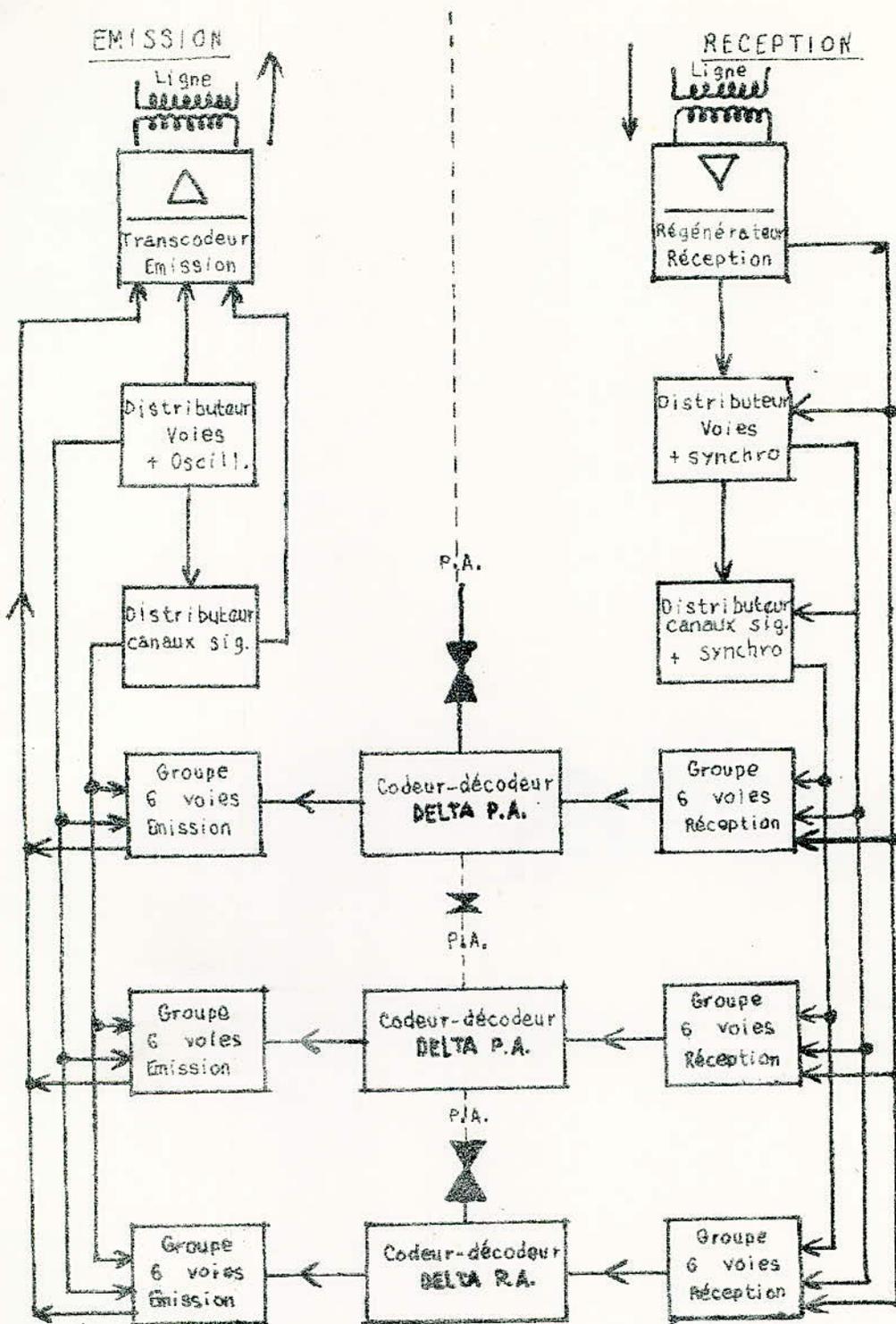


Fig 33: SCHEMA SYNOPTIQUE DES EQUIPEMENTS MULTIPLEX

sur le trajet de transmission:

La perturbation due à la transmission peut, à la réception lorsque les impulsions transmises dépassent une certaine valeur, être tout à fait supprimée par la quantification. Cette valeur est en générale la demi-hauteur de l'impulsion non déformée comme le montre la Fig. II- 26. De cette manière on admet dans le trajet de transmission un signal parasite d'une $\frac{1}{2}$ hauteur d'impulsions au maximum, sans que ces perturbations laissent des traces dans le signal final.

Le multiplex ne traitant que des signaux numériques, il peut être réalisé avec des circuits intégrés. Le codage se fait voie par voie dans le système multiplex. En isolant convenablement ces voies on élimine le problème de la diaphonie.

Le système présente une grande fiabilité.

Du point de vue économique le système multiplex à 60 voies téléphoniques utilise 120 codeurs-decodeurs Delta- P.A., les éléments utilisés sont sans caractéristiques spéciales, et ont un coût relatif moins élevé que les systèmes M.I.C. en raison du nombre plus grand de circuits fournis (60 circuits contre généralement 30 circuits pour un même débit binaire).

On voit tout de suite le faible encombrement de ce système. Le prix de revient de la voie téléphonique est particulièrement économique.

Le système multiplex possède des avantages à plusieurs niveaux:

.) Au niveau des extrémités.

Deux types de cartes de transmission de données peuvent prendre la place d'une carte de voie dans l'équipement:

- Carte modem synchrone à 32 KHz.
- Carte modem plésiochrone à 19,2 KHz.

" L'association de ces deux types de cartes permet de sortir ce débit binaire de l'extrémité et de constituer un sous-multiplex de 16 canaux à 1200 bauds à l'aide des cartes modem plésiochrone " [10].

Sur ces 16 canaux l'un est réservé à la synchronisation, les 15 autres peuvent être utilisés à des transmissions télégraphiques.

..) Au niveau des supports.

- Sur câble:

On utilise les mêmes répéteurs régénérateurs que ceux d'une liaison M.I.C.

- Sur support hertziens:

Etant donné que le système de Modulation Delta à Pente Asservie est insensible aux bruits, il permet des liaisons là où les systèmes à

modulation de fréquence (à courant porteur) serait inutilisable.

Lorsqu'on associe le système delta-P.A au câble Hertzien, on obtient une liaison de qualité indépendante de la portée puisqu'on associe à la directivité du faisceau Hertzien une absence totale de bruit obtenu avec le système delta-P.A.

Si le signal se déforme, il suffit de le régénérer dans une station relais pour retrouver la qualité quelle que soit la distance à couvrir.

...) Au niveau de l'organisation du réseau

On utilise le système de modulation delta pour réaliser des liaisons point à point et aussi pour permettre de dériver des voies, étant donné que :

- le codage s'effectue voie par voie
 - il est possible d'accéder directement à chaque intervalle de temps de la trame, correspondant à une voie delta.
- Au cours d'une liaison entre deux centres principaux il peut être intéressant de dériver des voies vers des centres secondaires. Les 60 voies du système étant indépendantes, on peut les dériver une par une ; cependant pour utiliser les mêmes sous-ensembles qu'aux extrémités, on utilise des dérivations par groupes de voies standard.

5 - CONCLUSION

L'avantage de la Modulation Delta sur les autres types de systèmes de Modulation à base numérique est qu'elle se limite fondamentalement à un code à un seul moment.

En contre partie, la Modulation Delta nécessite une largeur de bande plus grande que les autres systèmes pour une bonne reproduction de la parole. Ceci n'est pas un inconvénient puisqu'en téléphonie, il est plus simple d'accroître la largeur de bande que le rapport du $\frac{S}{B}$.

La Modulation Delta utilise un circuit simple et linéaire par nature pour la quantification, en comparaison avec le système MIC devant utiliser un appareillage compliqué de

quantification pour la linéarité.

De considérables composants améliorent l'aspect économique du système, cependant, de tels systèmes restaient expérimentaux parceque le nombre de codeur est beaucoup élevé. Un système de ce genre, donc, peut être économique seulement si le coût par code est bas.

- C H A P I T R E V -

C O N C L U S I O N

C O N C L U S I O N

Dans cette étude nous avons vu comment la Modulation Delta tout au long de ses quelques trente années d'existence, a été soumise à des séries de perfectionnement dans le but d'améliorer la plage dynamique de ce système de transmission. Après avoir étudié le principe de la Modulation Delta, nous avons décrit les principaux Modulateurs qui existent déjà.

Le premier codeur et plus simple est celui qui utilise dans sa boucle de réaction, une simple intégration. Ce codeur ne donne pas par exemple une reproduction du signal vocal de bonne qualité.

Vint ensuite le codeur Delta à pente asservie, dont le démodulateur à l'émission est constitué d'une double intégration.

On vu que pour une fréquence de transmission identique à celle de la M.I.C., la performance du Modulateur Delta à pente asservie est nettement meilleure. Cependant la Modulation Delta n'a pas été complètement mise au point et les recherches se poursuivent encore.

Le système le plus récent est celui de la Modulation Delta à pente asservie à commande numérique (à PACN). Ils donnent des résultats nettement supérieurs. En particulier sur le rapport S/B une étude comparative de la Modulation Delta à PACN avec la M.I.C. a été établie. Le rapport S/B reste pratiquement constant sur une large plage de niveau d'entrée. Il passe par un maximum au niveau d'entrée nominal et décroît ensuite lentement avec le niveau d'entrée. Cette comparaison montre aussi que le système Delta à commande numérique a, pour la fréquence d'échantillonnage de 32 KHZ, un rapport S/B comparable à celui de la Modulation M.I.C., avec une fréquence d'échantillonnage de 8 KHZ et 7 moments. Les vitesses de transmissions sont alors 32 Kbits/s pour la Modulation Delta à PACN et 56 Kbits/s pour la M.I.C. Ce gain sur le débit binaire est dû au fait que la Modulation Delta à PACN utilise une compression (on asservit l'échelon de quantification au signal d'entrée), tandis que la M.I.C., utilise une quantification uniforme (on utilise les mêmes échelon de quantifications quelque soit le niveau d'entrée).

Le Modulateur de Greefkes et de Jager [10] a été expérimenté sous forme d'un système à 64 voies et à 2,048 Mbits/s. Ces systèmes multiplex à 60 voies en Modulation Delta à PACN fournissent la solution au problème de l'extension des réseaux unitaires et ceci sans compromettre l'avenir et rendre impossible l'introduction

de système à modulation par impulsion et codage(M.I.C.) dans un réseau plus large à conception numérique, totalement intégré, si possible. Par contre en télévision, les recherches restent encore fragmentaire. Nous avons vu qu'en télévision la Modulation Delta rencontrait de nombreux problèmes, notamment absence de contours de l'image(image floue)et instabilité de l'image.Cependant,grâce aux améliorations apportées aux modulateurs de son,la Modulation Delta sera appliquée avec succès pour la transmission de signaux vidéo dans un avenir très proche.

Le système Delta à PACN a des avantages comparables aux systèmes de transmission numérique, de plus, il possède des avantages propres.

- Qualité de la transmission indépendante de la portée grâce à la régénération des signaux par des répéteurs de ligne(cas de la téléphonie)

- absence du bruit propre.

- Protection élevée contre les perturbations pouvant affecter la ligne de transmission.

- Réduction importante du phénomène diaphonique.

- Bruit de quantification réduit,grâce à l'utilisation d'un compresseur syllabique.

- L'utilisation d'un seul moment de code permet de supprimer toute une chaîne de synchronisation(par opposition au système M.I.C.).

L'équipement multiplex de modulation en Delta est moins complexe que celui de la M.I.C., le codage s'effectuant voie par voie, on peut dériver ces voies une par une.Le système de codage est beaucoup simplifié puisque la modulation en Delta utilise un seul moment de code.Ces avantages matériels incitent à rendre le codeur Delta plus attrayant.

L'aspect économique du système"Delta" est réduit, résultant d'une large utilisation de circuit intégré puisque le codage est tout à fait numérique.La suppression de la chaîne de synchronisation, tend à réduire le prix du système,d'où économie importante de chaîne de modulateurs.

En télécommunications par satellites, l'information binaire est perturbée par un bruit d'origine cosmique impulsif(U.V.)qui peut être rendu aussi minime que possible par l'utilisation d'un codeur Delta à PACN.

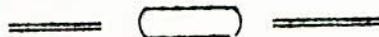
Le système Delta à PACN est particulièrement bien adapté pour l'utilisation sur faisceaux hertziens.Le débit binaire de l'équipement

étant identique à celui de la M.I.C., il est possible d'utiliser tous les faisceaux hertziens conçus pour la transmission M.I.C., et avec le double de voies (60 au lieu de 30) pour un même ensemble d'installation au sol.

A cause de la réduction très importante du bruit de quantification et des bruits inhérents au système, la Modulation Delta présente un avantage énorme par rapport à la M.I.C., ceci quand on envisage surtout les applications possibles de ce système de base de communications dans le temps actuel ou les transmissions de données et même phoniques à base codée constituent la voie de développement essentielle dans les systèmes de télécommunications (saisie de donnée, satellites, transmissions numériques)...

En plus la réduction substantielle en circuiterie, en composants et la miniaturisation permet de conclure à une rentabilité potentielle de ce nouveau type de modulation numérique.

Ce constat établi sur la base des différentes études et réalisations accomplies se veut un témoignage optimiste sur l'avenir certain de la modulation Delta.



ANNEXE I (A I.1)

I) Principe généraux de la M.I.C.

En modulation codée (M.I.C.) on part de cette idée que pour définir le signal $f(t)$ avec la précision nécessaire, il n'est pas besoin de disposer d'une échelle continue de valeurs mais que l'on peut se contenter d'une suite discrète de niveaux suffisamment rapprochés. On procède comme suite:

On analyse à un instant donné, comme dans tout multiplex à répartition dans le temps, l'amplitude du signal à transmettre. Le signal ainsi analysé est dit échantillonné.

Le théorème d'échantillonnage dit que :

" Si une fonction $f(t)$ ne possède pas de composante supérieure à f_m (Hertz) elle est complètement déterminée si on connaît les valeurs en une série de points d'échantillonnage espacé de moins de $\frac{1}{2f_m}$. On prend comme amplitude de cet échantillon la valeur du niveau de référence le plus proche.

Cette opération qui consiste à associer à l'échantillon une amplification. (voir fig .A.b) On limitera ainsi le nombre de valeurs différents que peut prendre le paramètre de modulation (c'est à dire l'amplitude des échantillons).

Le fait de transmettre, non $f(t)$ lui même mais une approximation de ce message, crée à la réception un bruit de quantification qui prend la forme d'un sifflement ou bruit de fond.

Il est souvent intéressant que la caractéristique de quantification ne soit pas régulière; on admette en général des échelons de quantification plus espacés aux niveaux forts qu'aux niveaux faibles ce qui permettra de conserver une " définition " du signal plus constante. On utilise une compression logarithmique à la réception. Combien de chiffres binaires, c'est à dire d'impulsions de code ou encore de niveaux (ou échelons) de quantification (puisque'ils sont liés les uns les autres), nécessite la transmission convenable de la parole?

Des considérations théorique d'une part et des essais expérimentaux effectués d'autre part on montrés qu'il suffisait d'avoir une disposition d'une certaine d'échelons environ ce qui correspond à des nombres binaires de sept chiffres^x ($2^7 = 128$) pour reproduire correctement la parole. Cependant si on utilise une quantification non uniforme, six chiffres binaires suffisent l'opération suivante consiste au codage:

Chacun des échelons précédents peut être reperé par un numéro d'ordre l'opération de codage fera correspondre à ce numéro un signal de code déterminé: On utilise pour cela un code binaire. Le procédé le plus simple consiste purement et simplement à écrire le numéro d'ordre de l'échelon dans un système de numération à base 2. le code binaire pur se decode à la réception facilement mais il a l'inconvénient qu'il peut donner lieu parfois à d'importantes erreurs de codage. En effet lorsqu'on passe d'un nombre au suivant plusieurs chiffres peuvent être modifiés à la fois. C'est pourquoi on lui préfère le code Gray ou bien encore d'autres codes. Le décodage peut être effectué lui aussi de bien des manières différents. En général, on a le plus souvent affaire à un code binaire pur, que ce code soit effectivement utilisé ou qu'il serve de code intermédiaire à la réception. (voir figure). A la sortie du décodeur on obtient le train d'impulsions modulées en amplitude correspondant aux différentes voies multiplexées dans le temps. Pour rendre les voix audibles, il faut séparer les impulsions correspondant aux différentes voies et les appliquer à un filtre passe - bas ayant pour fréquence de coupure la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

II. Largeur de bande nécessaire à une transmission en modulation codée.

La largeur du spectre de la modulation est liée à la fréquence d'échantillonnage. Si f_m est la plus haute fréquence de modulation à transmettre, la fréquence d'échantillonnage est au moins $2 f_m$ si le nombre d'impulsions de code est n , la fréquence minimum de répétition des impulsions est $f_s = 2 f_m$ la largeur de bande minimum permettant théoriquement de transmettre en modulation codée à n moments, un signal de modulation de largeur de bande f_m est:

$$F = n \cdot f_m$$

Ce résultat est valable dans le cas où nous n'avons à transmettre qu'une seule voie. Si nous transmettons M voies, alors:

$$F = n. M. f_m$$

IV Avantages et inconvenients du systeme M.I.C.

a - avantages

- le format digital permet une transmission d'information sur des longues distances sans deterioration, depuis les signaux digitaux .

- Utilisation économique des câbles.

- L'information dans la forme digitale peut être au besoin brouillée facilement, ce qui est important dans les communications militaires.

- La transmission de l'information dans les rayons laser ou les guides d'ondes à longues distances est beaucoup mieux accomplie dans la forme digitale.

b - inconvénients

- phénomène de diaphonie; malheureuse conséquence du groupement de plusieurs conversations analogiques.

- circuiterie très complexe.

- prix de revient très élevé.

3 OPERATIONS FONDAMENTALES

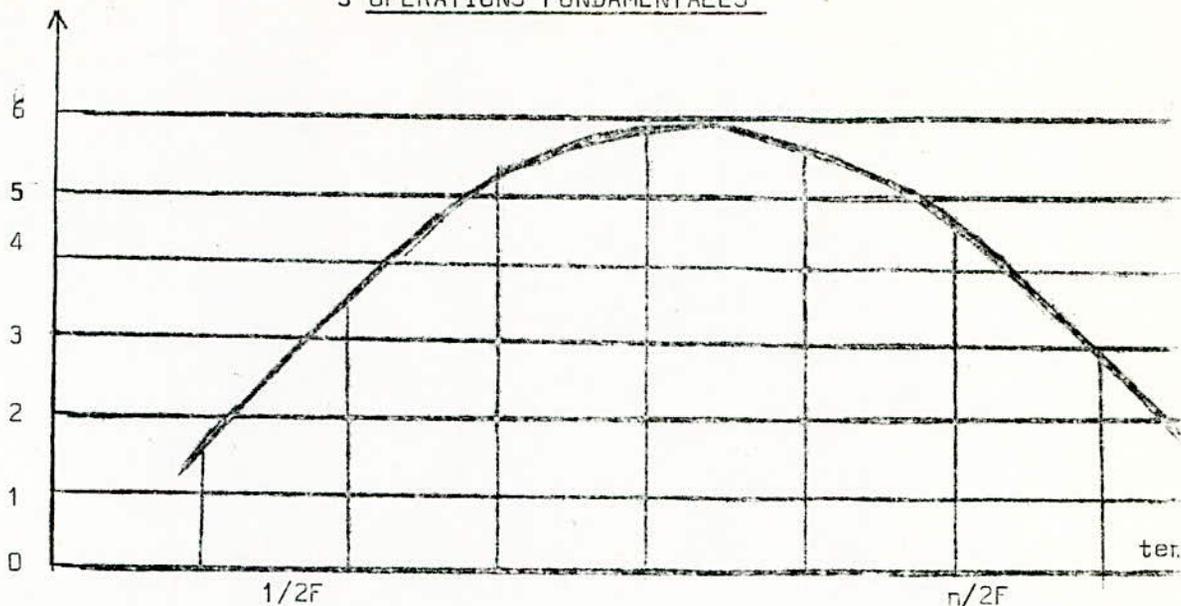


Fig.1.a - ECHANTILLONNAGE

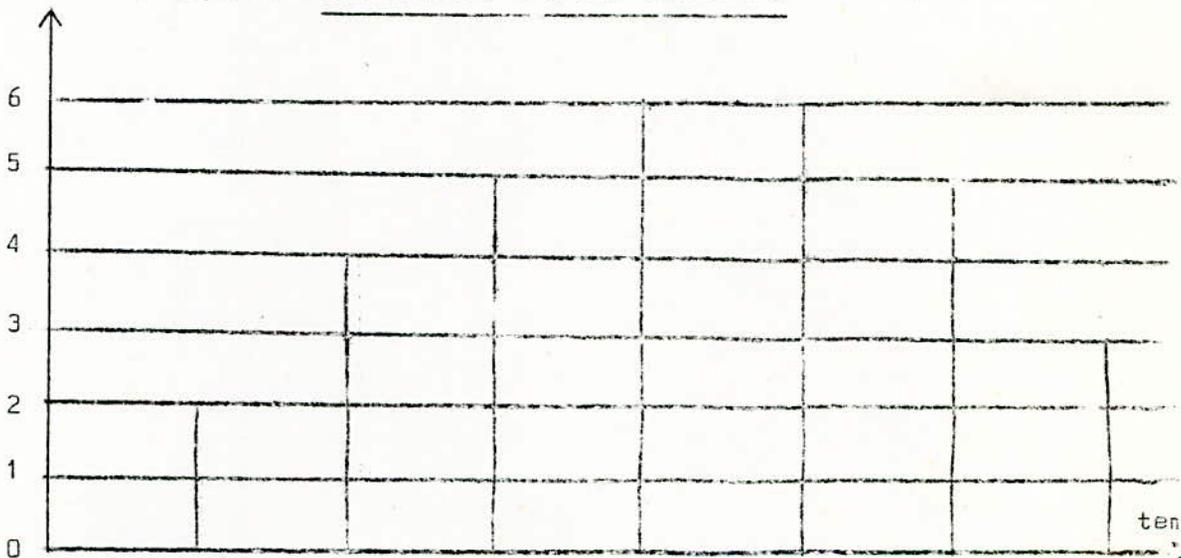


Fig.2.b - QUANTIFICATION

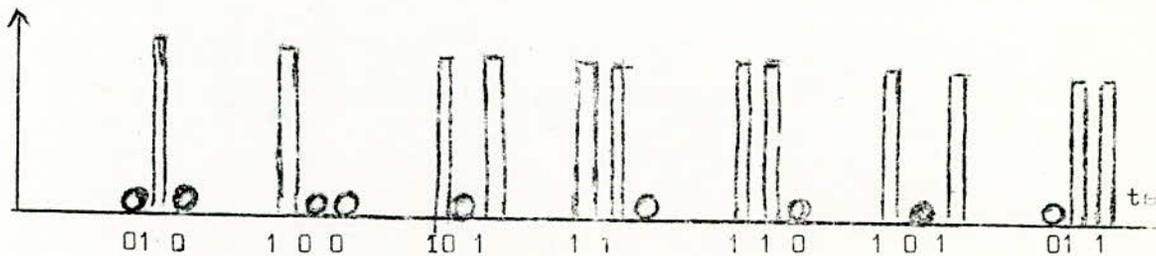


Fig.2.c. CODAGE

ANNEXE II (A II.1)

BRUIT DE QUANTIFICATION EN MODULATION DELTA

Les performances (c -à-d, rapport signal sur bruit de quantification) dans les différents modulateurs delta varient en fonction des caractéristiques de la boucle de retour.

Le rapport S/B est donné par

$$\frac{S}{B} = \frac{B (f_s)^{-1/2} \times \left| \frac{H(f)}{H(f_s/2)} \right|}{16 \alpha (f_s)}$$

Où α : rapport de la valeur efficace de l'erreur de quantification sur la grandeur de l'échelon de quantification

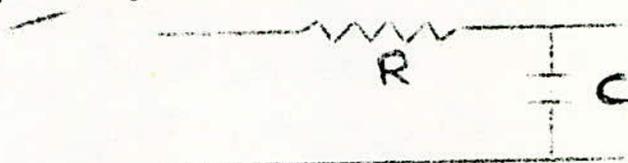
$$\alpha = \begin{cases} 0,376 & \text{pour la simple intégration} \\ 0,668 & \text{pour la double intégration} \end{cases} \quad [9]$$

f_s : fréquence d'échantillonnage

f : largeur de bande du signal

$H(f)$: fonction de transfert de la boucle de retour

Dans le cas d'un codeur normal dont la boucle de contre - réaction contient une simple intégration on a :



$$H(f) = \frac{1}{(1 + j f / f_1)} \quad \text{avec } f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\Rightarrow H(f_s/2) = \frac{1}{(1 + j f_s/2f_1)}$$

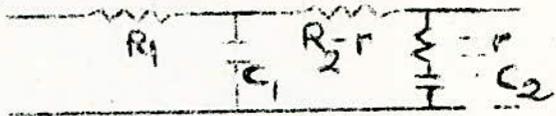
$$\left| \frac{H(f)}{H(f_s/2)} \right| = \left| \frac{1 + j f_s/2 f_1}{1 + j f / f_1} \right| \quad \text{et } \frac{f_s / f_1}{f / f_1} = \frac{f_s}{2 f}$$

D'où finalement :

$$\frac{S}{B} = 0,261 \times \frac{(f_s)^{3/2}}{f (f_b)^{1/2}}$$

- A II.2 -

Dans le cas d'un codeur à pente asservie dont la boucle de contre-réaction contient une intégration double, ou a :



$$H(f) = \frac{1 + j f / f_3}{(1 + j f / f_1)(1 + j f / f_2)}$$

avec $f_1 = \frac{1}{2 R_1 C_1}$ et $f_2 = \frac{1}{2 R_2 C_2}$

$$f_2 = \frac{1}{2 R_2 C_2 \left[1 + \frac{1}{4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)^2 \cdot \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right]}$$

$$f_3 = \frac{1}{2 R_1 C_2}$$

En tenant compte de la double inégalité $f_1 \ll f \ll f_3$ et $f \ll \frac{f_c}{2}$

On obtient

$$H(f) = \frac{f_1}{f \cdot (1 + (f/f_2)^2)^{1/2}}$$

$$H(f_c/2) = \frac{4 (1 + (f_c/2)^2)^{1/2} f_1 \cdot f_2}{f_c^2}$$

On aura donc

$$\frac{S}{B} = 0,0226 \times \frac{f_s^{5/2}}{f f_b^{1/2} (f^2 + f_2^2)^{1/2}}$$

Si on exprime ce rapport en DB

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{DB} = 20 \log(0,0226) + 20 \log \frac{f_s^{5/2}}{f f_b^{1/2} (f^2 + f_2^2)}$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{DB} = 10 \log \frac{f_s^5}{f^2 f_b f_2^2} - 32$$

On reconnaît ci dessus la relation (21)

ANNEXE III (A-III.1)

1 - THEOREME D'ECHANTILLONNAGE, OU FORMULE D'INTERPOLLATION DANS LE TEMPS.

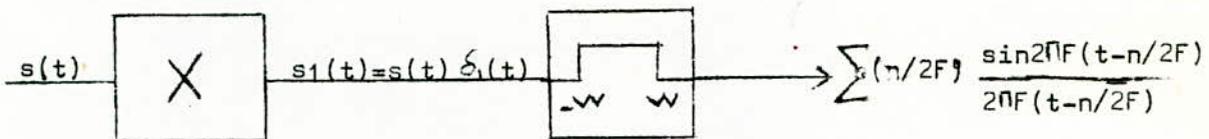
Pour transmettre un message à l'aide d'impulsions périodiques (donc de manière discontinue), il est nécessaire que la fréquence de répétition de celle-ci soit plus grande que le double de la plus haute fréquence F du spectre du message.

Le message peut alors être reconstitué sans distortion, conformément au théorème d'échantillonnage, dont la formule est:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} s\left(\frac{n}{2F}\right) \frac{\sin 2\pi F(t-n/2F)}{2\pi F(t-n/2F)} \quad (X)$$

Cette relation donne, pour un signal de bande limité sur l'axe des fréquences à la valeur F , une représentation valable sur tout l'axe des temps.

Représentons sur une figure les opérations permettant d'obtenir cette relation:



Il en résulte de cette relation qu'un signal $s(t)$, dont les composantes spectrales ne dépassent pas la fréquence F , est parfaitement déterminé par la connaissance des valeurs prises par ce signal en des points d'échantillonnage régulièrement répartis sur l'axe des temps, avec l'intervalle $1/2F$ (voir Fig 1.1. de l'annexe I)

2 - TAUX DE MODULATION.

Il est appelé aussi degré de modulation et est défini comme.

2.1 - M.I.C.

Il est défini comme le rapport du signal d'entrée à la valeur maximum admissible de ce signal.

2.2 - Modulation Delta

Le taux de modulation ou degré de modulation est défini ici comme le rapport de la dérivée du signal à la valeur maximum admissible de cette dérivée.

Ce rapport est encore réfléchi sur le bit échantillon.

Si l'échantillon consiste par exemple d'une succession de 3 bits de

(x) Pour la démonstration, voir: Alexandru Spataru- Théorie de la transmission de l'information. pp 115-118

A - III.2 -

valeur 1 suivi par un bit de valeur 0 (ou vice versa) alors le taux de modulation est 1/2 (3 échelons montant et un descendant veulent dire 2 échelons montant dans 4 échantillons).

3 - PENTE ASSERVIE A COMMANDE NUMERIQUE

Dans la transmission du signal analogique il est pratique d'utiliser un système de pente asservie dans lequel le degré de compression et d'extension est contrôlé avec un temps de réaction autour de 30 ms.

La grandeur de l'échelon de quantification dépend sur la valeur moyenne de l'index de modulation pendant un certain temps, qui est choisi de l'ordre de 5 ms.

4 - DEFINITION DU POINT DE SURCHARGE.

C'est le point où une augmentation de 2dB du niveau du signal d'entrée se traduit par une variation de 1dB de celui du signal de sortie.

5 - TRANSMISSION MULTIPLE, SYSTEME MULTIPLEX.

Par transmission multiple, on entend la possibilité de réaliser plusieurs voies de communications dans un même milieu. Pour cela, les signaux modulés, des différentes voies doivent remplir certaines conditions permettant de les séparer après leur transmission par le milieu commun.

2 ou plusieurs signaux peuvent être séparés s'ils sont 2 à 2 orthogonaux, c'est-à-dire:

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

On désigne par multiplexage l'opération qui transforme l'ensemble des messages à transmettre en un signal unique, d'où les différents messages pouvant, après transmission, être séparés.

Le signal d'une voie ne diffère de zéro que pendant les intervalles de temps qui lui sont affectés; par conséquent la condition d'orthogonalité est satisfaite.

TABLE DES MATIERES

AVANT-PROPOS

INTRODUCTION

CHAPITRE I : Structure et développement de la Modulation Delta.

- 1 - Principe de la Modulation Delta.
- 2 - Etude comparative avec la M.I.C.
- 3 - La Modulation Delta normale.
 - 3.1 - Schéma très simplifié D'un Modulateur Delta normal.
 - 3.2 - Montage de base d'un Modulateur Delta normal.
 - 3.2.a - Fonctionnement du système.
 - 3.2.b - Processus de reconstitution du signal.
 - 3.2.c - Taux de Modulation.
 - 3.2.d - Limitation de la Modulation Delta.
 - 3.2.e - Remarque sur le montage décrit.
 - 3.3 - Amélioration du montage de base.
 - 3.3.a - Spécifications des éléments.
 - 3.3.b - Avantage de l'intégrateur numérique.
 - 3.3.c - Nécessité du convertisseur D/A.
 - 3.3.d - Remarque.
 - 3.4 - Diagramme séquentiel.
 - 3.5 - Réalisation d'un Modulateur Delta normal.

CHAPITRE II: Modulation Delta à pente asservie.

- 1 - Modulation Delta à pente asservie.
- 2 - Le codeur-décodeur Delta à pente asservie.
 - 2.1 - Principe de la Modulation Delta à pente asservie.
 - 2.2 - Caractéristique de compression.
 - 2.3 - Codeur Delta à pente asservie.
 - 2.4 - Génération du signal de pilotage.
 - 2.5 - Transmission du signal de pilotage.
 - 2.6 - Compresseur.
 - 2.7 - Equation de fonctionnement et rapport S/B.
- 3 - Codage Delta à pente asservie à commande numérique.
 - 3.1 - Modulateur de niveau analysé(M.L.A.).
 - 3.2 - Détecteur d'impulsions numériques à circuits logiques.
- 4 - Comparaison des différents systèmes de compression à commande numérique pour la Modulation Delta et la M.I.C.

CHAPITRE III: BRUIT EN MODULATION DELTA.

- 1 - Bruit de quantification.
- 2 - Bruit thermique et erreurs numériques.

CHAPITRE IV: A P P L I C A T I O N .

- 1 - Télévision.
- 2 - Téléphonie.
 - 2.1 - Organisation de la trame et de la multi-trame.
 - 2.2 - Les équipements multiplex.
 - 2.2.1 - A l'émission.
 - 2.2.2 - A la réception.
 - 2-3 - Les équipements de ligne.
 - 2-4 - Caractéristiques du système multiplex et avantage de la Modulation Delta.
 - 2-5 - Conclusion.

CHAPITRE V: CONCLUSION GENERALE

- ANNEXE I Modulation d'impulsions codées (M.I.C.).
- ANNEXE II Bruit de quantification.
- ANNEXE III Taux de Modulation.

REFERENCES DES ARTICLES ET BIBLIOGRAPHIES CONSULTEES

- [1] - L.-J. LIBOIS, onde électrique, Janvier 1952, pages: 26 - 31
- [2] - L.-J. LIBOIS, "Faisceaux Hertzien et Système de Modulation",
pages: 357 - 370
- [3] - PATTEN "Modulation Noise And Analysis" *Mac Graw Hill*
- [4] - H.-R. SHINDLER "Delta Modulation" IEEE Spectrum, Oct. 1970,
pages: 69 - 78
- [5] - M. VILLERET, P.A. DESCHENES, H. STEPHENNE. Onde électrique,
Juillet - Août 1972 - Pages: 305 - 311
- [6] - Claude GAGUERE, Onde électrique, 1974, pages: 58 - 64
- [7] - R. STEELE. "Delta Modulation Système"
- [8] - J.A. GREEFKES and K. RIEMENS, "Code Modulation With digitally
controlled companding for speech transmission"; Philips technical
Review n° 11/12 1970, pages: 338 - 349
- [9] - Tomosawa, A. and Kaneko, H., "Companded delta Modulation for
telephone transmission", I.E.E.E. Trans. Com. Tech., Com-16,
Fév. 1968, pages: 149 - 157
- [10] - Daguét J., Bréant P., GAGUERE C., LEMOINE P., BELLANGER M. -
"Multiplex Telephonique à 60 voies, à modulation en delta à pente
asservie". Câble et transmission, 23° A, N° 2, 1969, pages: 179-157
- [11] - O'Neal, The Bell System Technical Journal, January 1966
pages: 117 - 141,
- [12] - GOODMAN, The Bell System Technical Journal, May-June 1969,
pages: 1197 - 1218
- [14] - JAYANT, The Bell System Techn. Journ. March 1970, pages: 321 - 342
- [15] - Song, I.E.E.E. Com. Dec. 1971, pages: 1033 - 1044
- [16] - *Oliver* I.E.E.E. Com. Mars 1973 *pages 243 - 246*
- [17] - T. OSHIMA et T. ISHIGURO I.E.E.E. Com, May 1975, pages 550 - 554
- [18] - LASZLO WEISS, ISRAËL M. PAZ. I.E.E.E. Com, Sept 1975, pages 905-920
- [19] - N. SCHEINBERG et D.L. SCHILLING I.E.E.E. Com, Sept 1976, pages
1064 - 1070
- [13] - *Balder et Kramer* *Proceeding of IRE* *April 1962*