

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRICITE  
FILIERE D'INGENIORAT EN ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE D'UNE LIAISON P.C.M PAR

FAISCEAU HERTZIEN

EL-GOLEA - TIMIMOUN - ADRAR

Proposé par :

Mr M. BAGHDADI

Etudié par :

A. BAFDIL  
et  
M. LARBI

Promotion : JUIN 1977

UNIVERSITE D'ALGER

---

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

---

DEPARTEMENT D'ELECTRICITE  
FILIERE D'INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

---

PROJET DE FIN D'ETUDES  
ETUDE D'UNE LIAISON P.C.M PAR  
FAISCEAU HERTZIEN  
EL-GOLEA - TIMIMOUN - ADRAR

---

Proposé par :

Mr M. BAGHDADI

Etudié par :

A. BAFDIL  
et  
M. LARBI

Promotion : JUIN 1977

A la mémoire de mon cher frère ABDERRAHMANE.

M. LARBI

A nos parents.

A. BAFDIL

M. LARBI

"...NOUS REMERCIONS VIVEMENT MM. MOHAMED BAGHDADI,  
INGENIEUR DES TELECOMMUNICATIONS, ABDELHAMID ADANE  
CHEF DE DEPARTEMENT D'ELECTRICITE A L'ECOLE NATIO-  
NALE POLYTECHNIQUE, ZERGUERAS, PROFESSEUR A L'ECO-  
LE NATIONALE POLYTECHNIQUE AINSI QUE TOUS CEUX QUI  
ONT CONTRIBUE D'UNE MANIERE OU D'UNE AUTRE A NOTRE  
FORMATION..."

"...NOUS REMERCIONS EGALEMENT TOUS NOS CAMARADES  
GRACE A QUI L'ELABORATION DE CE PROJET A PU BIEN  
AVOIR LIEU..."

"...QUE TOUS ENSEMBLE, TROUVENT ICI, L'EXPRESSION  
DE NOTRE PROFONDE RECONNAISSANCE AINSI QUE NOS  
PLUS VIFS REMERCIEMENTS..."

-----o-----

# /// O M M A I R E

	<u>Pages</u>
<u>Première partie</u>	
- CHAPITRE I: Généralités.....	I
- CHAPITRE II: Echantillonnage et Quantification.....	6
- CHAPITRE III: Codage.....	17
- CHAPITRE IV: Multiplexage.....	29
- CHAPITRE V: Modulation et Démodulation.....	33
<u>Deuxième partie</u>	
- CHAPITRE VI: Etude pratique de la propagation des O.E.M: 53	53
- CHAPITRE VII: Faisceaux hertziens.....	65
- CHAPITRE VIII: Télésurveillance et maintenance.....	80
- CHAPITRE IX: Alimentation en énergie.....	86
- CONCLUSION:.....	93

## CHAPITRE I

### GENERALITES

#### I) INTRODUCTION

Au lendemain de la seconde guerre mondiale, toutes les conditions se sont trouvées réunies pour permettre la création et le développement du nouveau procédé FAISCEAU HERTZIEN.

-D'une part, on assistait à un grand accroissement des besoins sur le plan.

- Des liaisons téléphoniques
- De la distribution des programmes de télévision

A cet effet, la télévision passait du stade du programme local à celui de la distribution à un réseau national et même international.

-D'autre part, de nouveaux moyens étaient mis à la disposition des techniciens; c'était tout d'abord la possibilité d'utiliser des fréquences de plus en plus élevées, grâce au développement des tubes spéciaux à micro-ondes.

Cette possibilité était du reste une nécessité, par le fait que les gammes de fréquences des ondes décimétriques utilisées jusqu'alors étaient fort encombrées. D'où l'extention vers les bandes métriques (VHF. 30 à 300 MHz) décimétrique (UHF. 300 à 3000 MHz) centimétriques (SHF. 3 à 30 GHz).

Au stade actuel de la technique, on peut considérer que tous les espoirs sont permis puisque l'on sait que le rayonnement radioélectrique n'est pas fondamentalement différent du rayon lumineux, lui même identique au rayonnement cosmique qui semble être actuellement à la limite du vaste des vibrations (fréquences des rayons cosmiques égales à  $30 \cdot 10^{21}$  Hz)

Plus récemment on assistait à un emploi accru des composants actifs à l'état solide (diodes, transistors) dans les matériels de Faisceau Hertzien.

Les nouvelles gammes d'ondes employées étaient caractérisées par une diminution de leur rayon d'action, il fallait pratiquement se limiter à l'horizon optique mais en revanche elles répondaient beaucoup mieux aux exigences des signaux à transmettre qui se traduisaient par:

- La nécessité d'une grande largeur de bande.
- L'obtention de très faibles distorsions.

A bien réfléchir cette diminution dans la portée, comparée aux grandes distances couvertes par les ondes courtes s'est révélé comme un grand facteur de progrès.

Au lieu d'avoir à faire face à de multiples problèmes d'interférence, on pouvait prévoir sur tout le territoire un solide réseau maillé dans lequel les mêmes fréquences pouvaient être plusieurs fois réutilisées.

Ce fut ensuite la mise à la disposition des techniciens de systèmes de modulation nouveaux, beaucoup mieux adaptés aux nécessités de qualité, soit en particulier la modulation par impulsion et la modulation de fréquence.

## II) MODULATION PAR IMPULSIONS CODEES ( P . C . M )

### A) GENERALITES

Lorsqu'on veut avoir un signal qui soit apte à se propager dans un certain milieu avec un maximum d'insensibilité aux perturbations extérieures il faudrait traiter ce signal.

Cette opération qui donne des possibilités de transmissions multiples dans le cas de plusieurs signaux, est ce qu'on appelle modulation.

Avant traitement le signal se trouve sous forme analogique c'est-à-dire qu'il varie de manière continue. C'est un signal qui se prête assez bien à la transmission et qui est modulé de façon continue en amplitude, en fréquence ou en phase; mais les inconvénients dus à ce genre de modulation fait qu'on leur préfère les modulations par impulsion.

Dans ce type de modulation, la porteuse est formée d'un train d'impulsions périodiques d'amplitude et de durée constantes.

En faisant varier l'amplitude, la durée, la position, la fréquence de ces impulsions, on réalise respectivement une MIA, MID, MIP, MIF. Ces divers types de modulation sont basés sur le principe d'échantillonnage qui permet une transmission à des instants discrets.

Ces divers types de modulation par impulsion agissent sur l'une des caractéristiques d'une chaîne d'impulsion.

Cette caractéristique peut-être:

a) L'amplitude des impulsions: La forme de la courbe enveloppe générale des impulsions, suit la forme du signal à transmettre.

b) La durée des impulsions: Elle dépend à chaque instant de l'intensité du signal modulant.

c) La position des impulsions: Chaque impulsion se trouve décalée dans le temps par rapport à la position qu'elle aurait en l'absence de modulation.

L'amplitude de décalage étant fonction de l'intensité du signal modulant: On distingue deux cas:

- Celui où le décalage ne dépend pas de la fréquence de modulation: Modulation de Phase.

- Et celui où le décalage est inversement proportionnel à la fréquence de modulation: Modulation de Fréquence.

### B) CIRCUITS P . C . M ( Pulse Code Modulation )

Les circuits P . C . M ou circuits à modulation par impulsion et codage sont des circuits de type digital sur lesquels les informations sont transmises sous forme d'impulsion. Il s'agit d'abord d'une information analogique comme la parole par exemple; elle est au préalable échantillonnée. Les échantillons sont ensuite codés et les bits affectés à chaque échantillon sont transmis en série sur la ligne.

Une fois les échantillons transmis et après détection, le signal est ensuite traité une seconde fois afin de restituer le signal emi aux erreurs de quantification près.

Une première opération consiste au décodage du signal; ce qui nous permet de d'avoir une suite d'échantillons qui à leur tour subiront un filtrage. Toutes ces opérations seront vues plus en détail dans les chapitres suivants.

Les normes européennes ont fixé à 2,048 M bits/s le multiplex primaire, appelé TN I, qui correspond à 32 voies téléphoniques; une voie de synchronisation et une voie de signalisation.

Le multiplex secondaire, ou TN 2 qui vaut 4 TN I ( 120 voies téléphoniques) et transmet 8,448 M bits/s. Ces circuits sont extrêmement intéressants pour la transmission de données puisque par nature ils sont conçus pour transmettre des signaux numériques

### C) PRINCIPE DU P . C . M

Tout signal est équivalent à un message formé de la succession de mots ( échantillons ) pouvant prendre  $N$  formes différentes. Ces mots pouvant être représentés au moyen de  $S$  symboles ( codage ). Si  $S = 2$  ( code binaire ) alors chaque mot nécessite  $b = \log_2 N$  symboles binaires.

Ce sont les bits ( voir partie Echantillonnage et Quantification )  
La réalisation de ces symboles est alors simple: Des impulsions sont émises.

suivant un rythme constant (horloge).

Ni leur amplitude, ni leur forme, ni leur largeur, ne transporte d'information mais seule leur présence ou leur absence, qui représentent les deux symboles binaires. Plus généralement, toute caractéristique de signal pouvant prendre deux états différents peut être exploitée pour réaliser une modulation P. C. M. En pratique, il existe donc des variantes de la modulation dont les principales seront vues dans la partie codage.

#### D) Système P.C.M à 30 voies = TMI

Ce système normalisé est appelé système européen. La fréquence d'échantillonnage est de 8 KHZ, la trame c'est-à-dire l'ensemble des impulsions existants entre deux échantillons successifs de la même conversation dure  $125 \mu s$  ( $1/8000$ )s. Le code est de 8 éléments binaires La période d'échantillonnage est divisée en 32 intervalles de temps, numérotés de 0 à 31. chaque intervalle de temps durera donc  $125/32 \approx 4 \mu s$  Dans chaque intervalle de temps sont placés 8 éléments binaires du code; chacun d'eux dure donc environ  $0,5 \mu s$ . Le débit numérique de la liaison est donc:  $8000 \cdot 32 \cdot 8$  soit 2,048 M bits/s. Sur les 32 voies ainsi formées 30 sont utilisées pour les conversations, une pour la transmission de la signalisation et une pour reconnaître le début de trame (verrouillage) (voir figure I)

#### E) Multiplexages Temporels de niveau supérieur

Le multiplexage de base est le TMI à 30 voies et 2,048 Mbits/s. Le multiplexage secondaire est le TM 2 à 120 voies et 8,448 M bits/s son débit n'est pas égal à 4 fois celui du multiplex TMI, il lui est légèrement supérieur. Ce débit supplémentaire permet de constituer un TM 2 avec 4 TM I, à synchrones.

Pour permettre le multiplexage par entrelacement bit à bit il est nécessaire de modifier les trains numériques entrants afin qu'ils se présentent de façon synchrone, les quatre trains entrants sont donc portés à un rythme commun; la fréquence de ce rythme doit être supérieure à celle des multiplex entrants.

#### F) Avantages et inconvénients du P.C.M.

Le signal numérique est moins sensible au bruit que le signal analogique; en effet, il se prête à une régénération facile: il suffit pour effacer les dégradations de la transmission, de détecter la présence de l'impulsion, même déformée et bruitée et d'en créer une nouvelle.

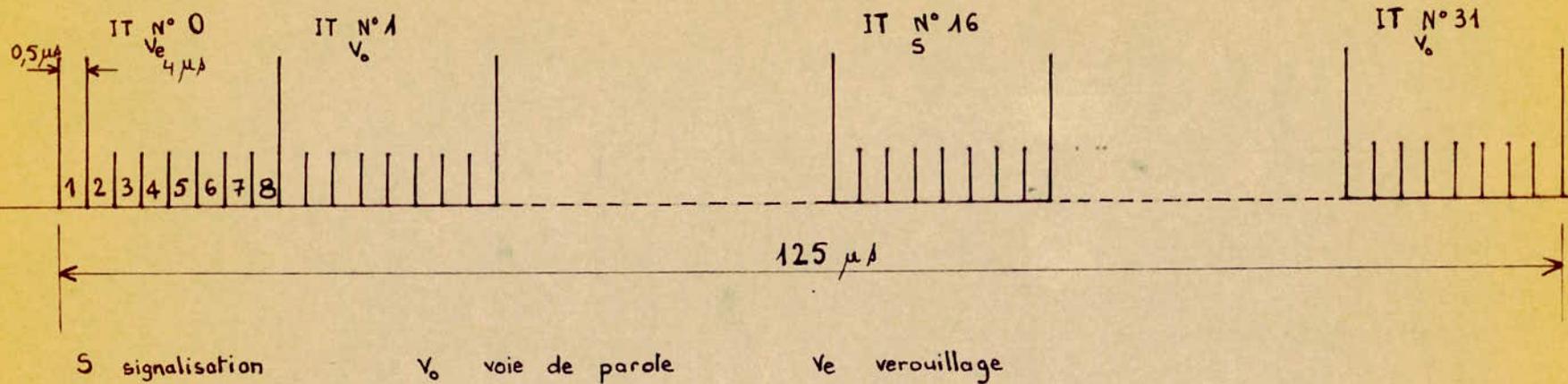


Figure 1 - Organisation de la trame dans le systeme TN1

Ainsi, la transmission numérique s'accommode de liaisons que le bruit rend inapte à la transmission analogique. Par contre elle nécessite une bande beaucoup plus large. Il faut 64 KHz pour transmettre une voie téléphonique numérique; 4 KHz ( bande de la voie analogique ) x 2 ( échantillonnage à double fréquence ) x 8 ( code à 8 moments ). Alors qu'en analogique, on peut théoriquement faire passer, dans cette même bande  $64/4 = 16$  voies; de plus l'utilisation de composants mis au point pour les ordinateurs ( donc de grande série ) permet au moins pour le multiplex primaire d'obtenir des coûts intéressants ( de l'ordre de la moitié des coûts du multiplexage analogique ).

I- ECHANTILLONNAGE

Echantillonner une fonction, c'est prélever la valeur de cette fonction pendant un intervalle de temps de manière périodique. En d'autres termes, on substitue une fonction discontinue à la fonction continue initiale. Ce procédé n'est applicable que moyennant certaines conditions.

Par exemple la fréquence d'échantillonnage doit être égale au double de la plus haute fréquence que contient le signal à transmettre.

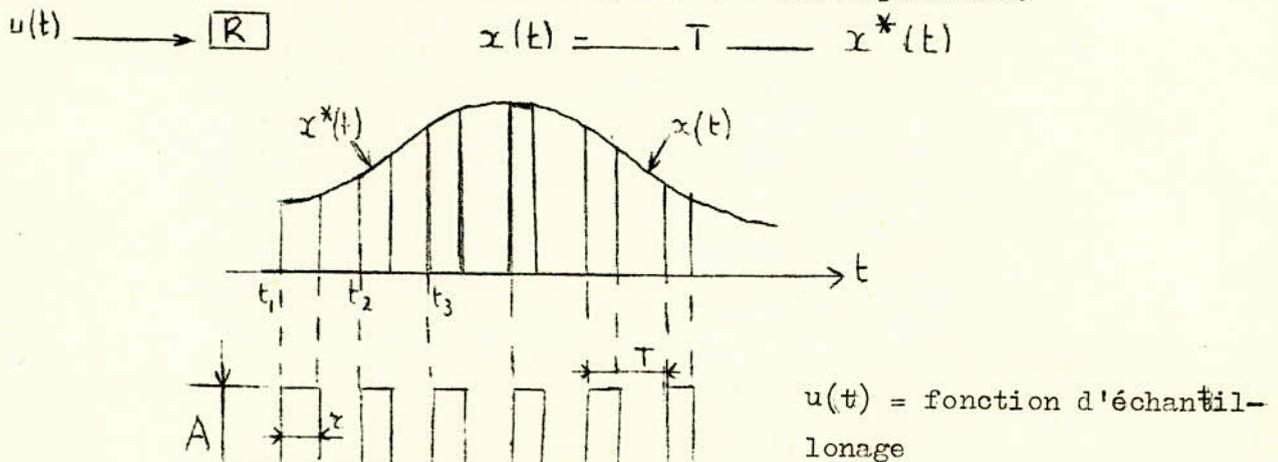
En téléphonie, la fréquence d'échantillonnage est de 8KHz ce qui permet de transmettre les fréquences inférieures à 4KHz. ( fig 3 )

A) Fonction d'échantillonnage

Supposons qu'une chaîne de transmission délivre une fonction analogique  $x(t)$ . Si la transmission est bloquée périodiquement pendant un certain temps. On recueille une fonction  $x^*(t)$  numérique appelée fonction échantillonnée de  $x(t)$ .

Soit, maintenant un relais R (échantillonneur) excité alternativement sous l'influence de la fonction d'échantillonnage  $u(t)$ , et l'on recueille à la sortie du dispositif l'échantillon  $x^*(t)$ . Les impulsions de période  $T$  et de durée  $\tau$  relative au signal  $f(t)$  constituent les échantillons de cette fonction. (voir fig. 3).

L'échantillonneur peut être considéré à la limite comme un interrupteur fonctionnant périodiquement. En pratique la durée  $\tau$  des impulsions doit être infiniment petite devant la période  $T$  des impulsions.



(fig 3'): Principe d'échantillonnage à l'aide de la fonction  $u(t)$ .

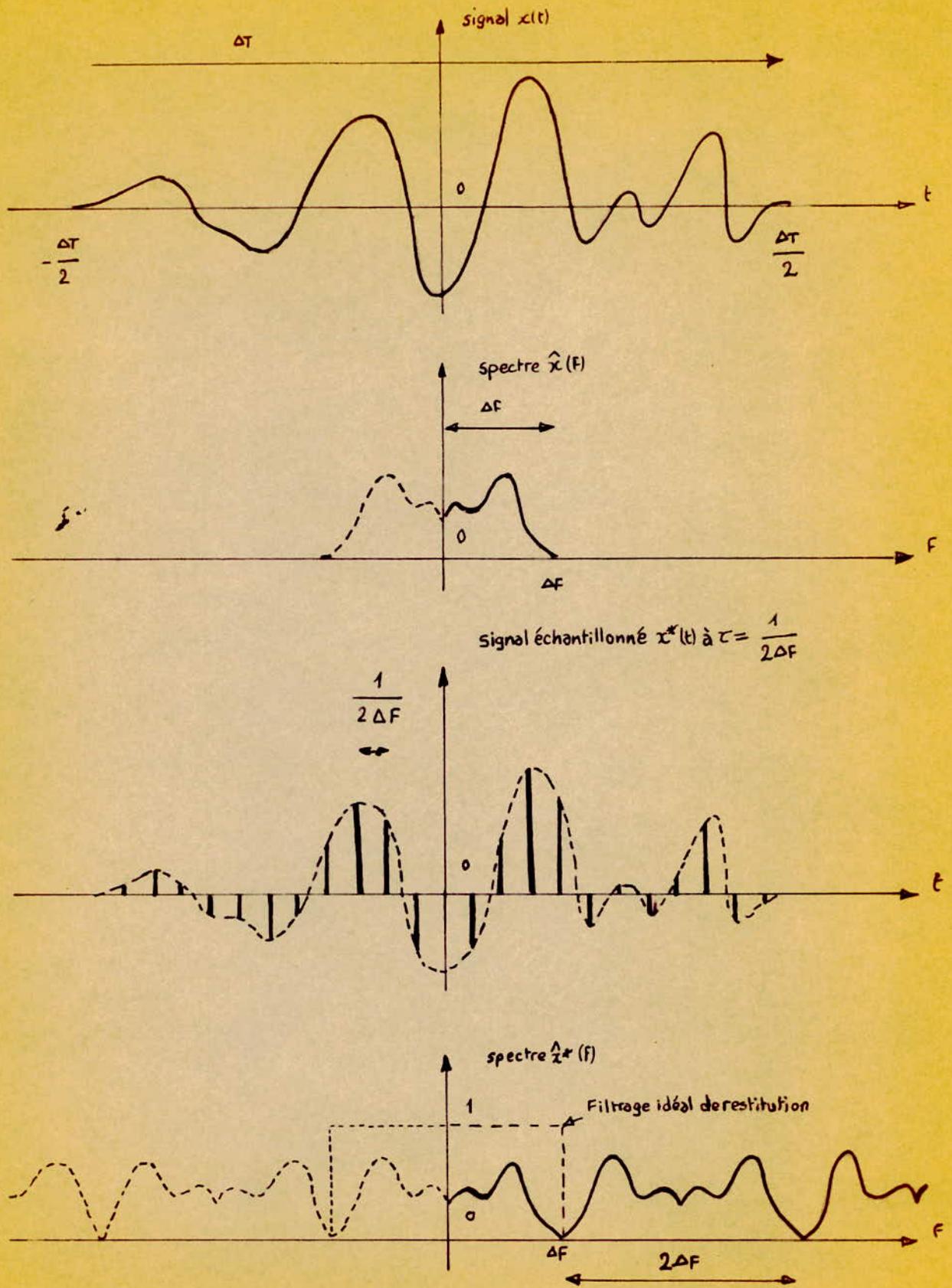


Figure 3 - Echantillonnage à la période de Nyquist .

Mathématiquement parlant  $u(t)$  peut se décomposer sous la forme d'une série de fourier et s'écrire:

$$u(t) = \delta A \left( 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \cos n \Omega t \right)$$

$\delta = \frac{\tau}{T}$  : s'appelle le coefficient de remplissage

$\Omega = 2\pi F$  ( $F = 1/T$ ): pulsation de recurence des impulsions

$A$  est l'amplitude des impulsions que nous supposons égale à l'unité. Si on fait tendre  $\tau$  vers 0 en supposant que le produit  $A\tau$  reste constant de telle façon que l'on ait constamment:  $\delta A = 1$  soit  $\tau A = T$

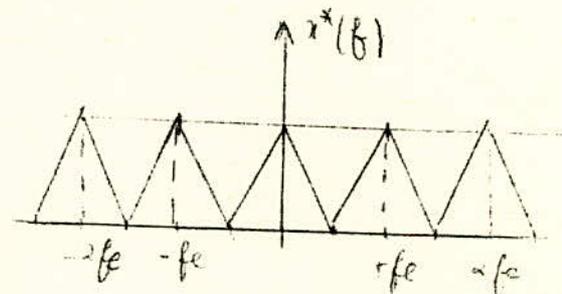
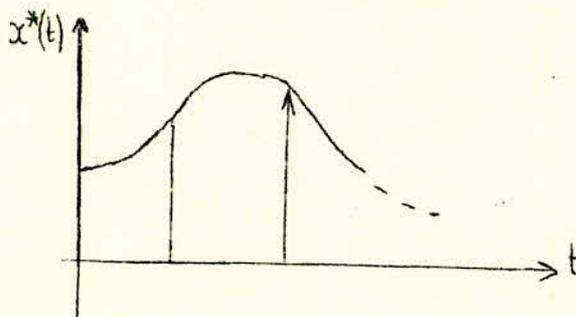
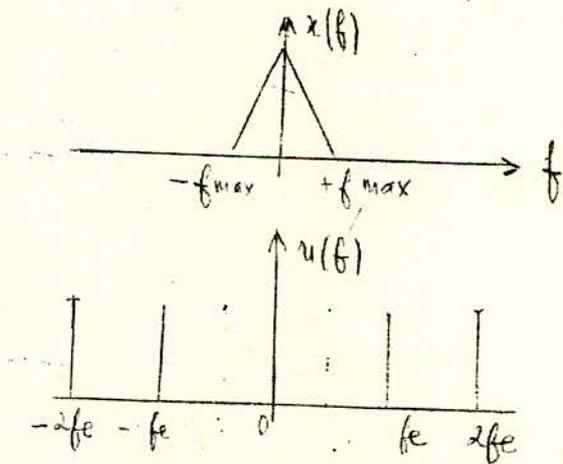
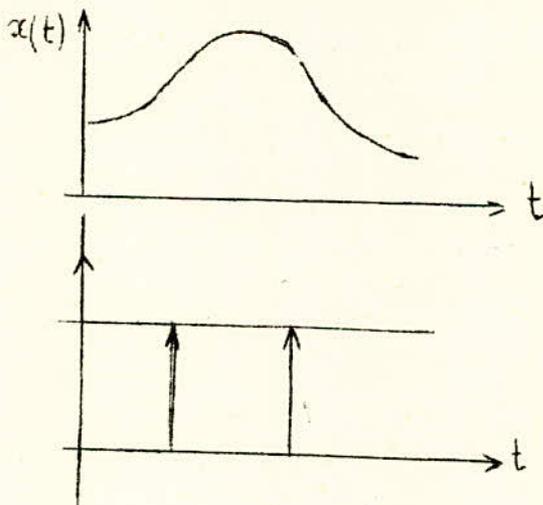
On peut écrire:  $\lim_{\tau \rightarrow 0} [u(t)] = \Delta(t) = 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos n \omega t$

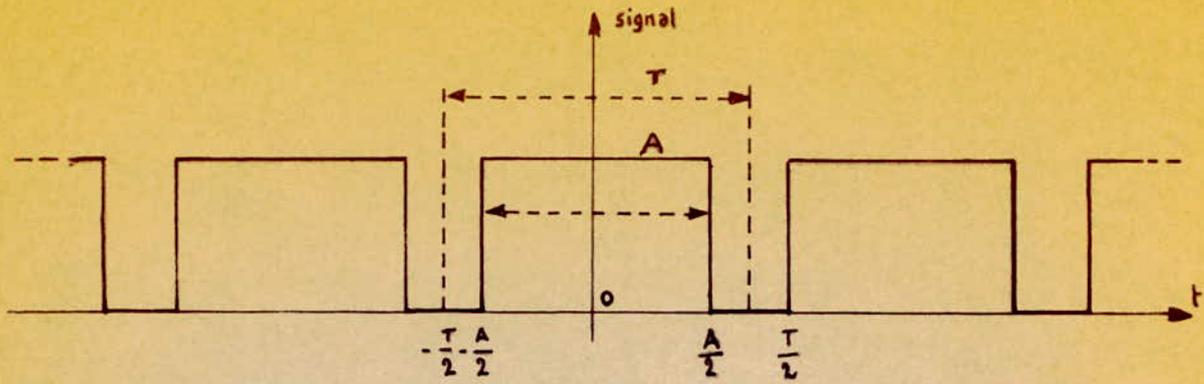
La fonction  $\Delta(t)$  représente la fonction d'échantillonnage. Le signal échantillonné est considéré comme résultant de la modulation du train d'impulsions  $\Delta(t)$  par la fonction  $x(t)$  d'où:

$$x^*(t) = x(t) \cdot \Delta(t)$$

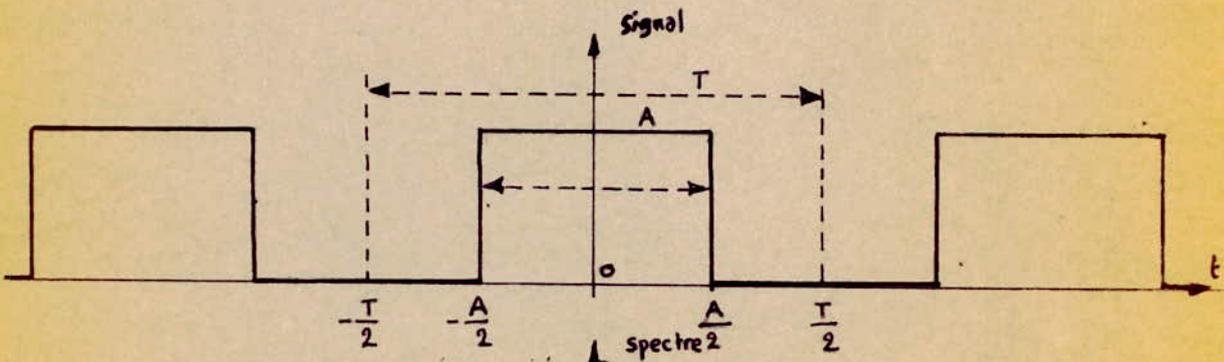
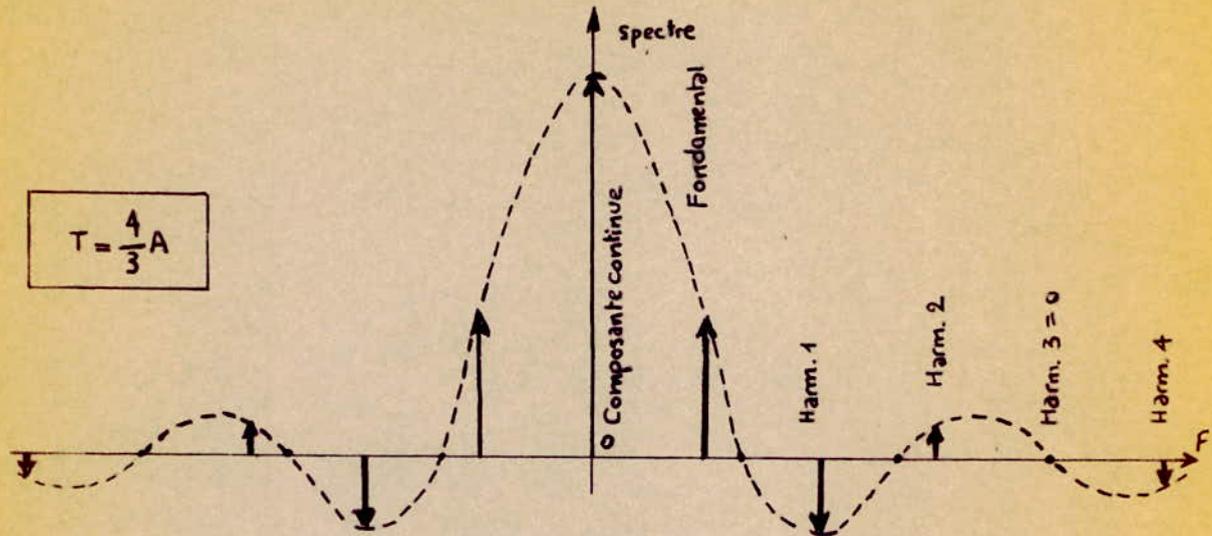
B) Echantillonnage Idéal

L'échantillonnage idéal présente une étude théorique simple car la largeur des impulsions d'échantillonnage est supposée nulle. (fig 4)





$$T = \frac{4}{3}A$$



$$T = 2A$$

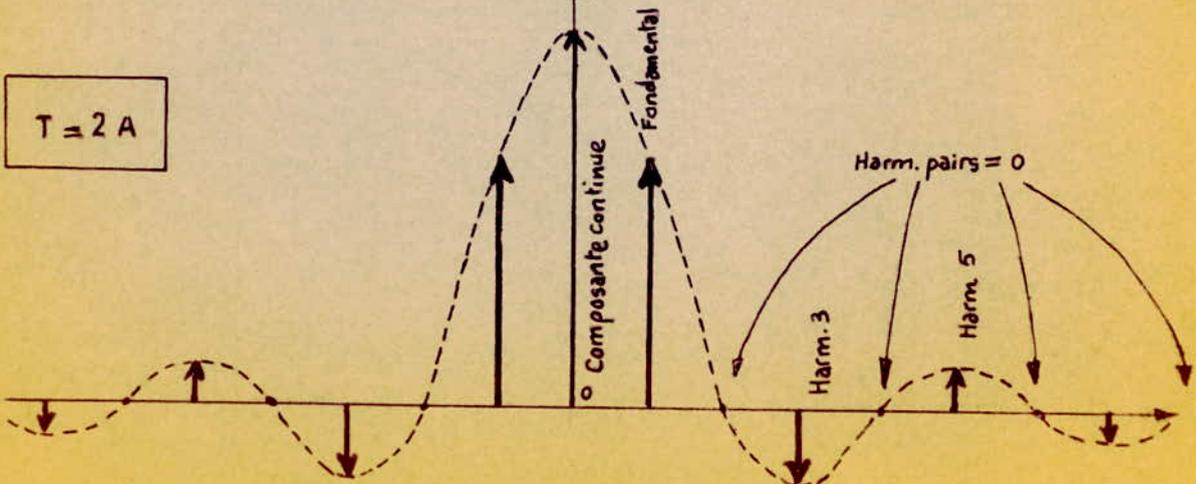


Figure 5 - Spectres de trains d'impulsions rectangulaires.

Dans ce cas,  $U(t)$  pourra s'écrire en fonction de l'impulsion de Dirac définie mathématiquement par  $\delta(t) = 0 \quad \forall (t) \neq 0$  et  $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$

$$\text{on a } U(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

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

On passe aisément de l'espace "temps" à l'espace "fréquence" par l'intermédiaire de la transformée de Fourier. La transformée  $x(w)$  de  $x(t)$  s'exprime par  $x(w) = \int_{T_1}^{T_2} x(t) e^{-j\omega t} dt$  et  $T_1$  et  $T_2$  sont les limites en dehors desquelles la

fonction  $x(t)$  est nulle.  $x(t)$  s'exprime sous la forme d'une série de Fourier

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n}{T_2 - T_1} t}$$

$$\text{avec: } c_n = (T_2 - T_1) \int_{T_1}^{T_2} x(t) e^{-j(2\pi n / (T_2 - T_1)) t} dt = \frac{1}{T_2 - T_1} \times \left( \frac{2\pi n}{T_2 - T_1} \right)$$

La fonction  $x(t)$  et par conséquent son spectre sont donc déterminés en effectuant successivement des échantillonnages définis avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} T = nT_0 \\ T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} \end{array} \right.$$

c) Echantillonnage réel

I) Echantillonnage analogique

Dans la pratique, il est quasiment impossible d'obtenir des impulsions de Dirac, celle qu'on utilise ont toujours une certaine largeur

Examinons comment ce paramètre modifie le spectre du signal échantillonné. Le signal  $x^*(t)$  reproduit fidèlement le signal  $x(t)$  pendant la durée de ces impulsions. La transformée de Fourier du signal échantillonné s'écrit:

$$x^*(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} \times X(f - nf_0)$$

c'est le cas d'un signal sans distorsion

2) Echantillonnage bloqué

L'impulsion a une durée  $\tau$  et une amplitude constante, la transformation du signal échantillonné sera:

$$x^*(f) = \frac{\tau}{T} \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - nf_0)$$

II) COMPRESSION - EXTENSION

Avant d'être transformés en nombre, les échantillons subissent à l'émission, une compression logarithmique d'amplitude permettant d'obtenir une précision à peu près identique, lors de la quantification des échantillons que ces derniers soient de grande ou petite amplitude. En effet, puisque

L'oreille humaine est très sensible aux faibles amplitudes qui interviennent avec une grande probabilité dans le signal de parole, il y a intérêt à réaliser une loi de codage non linéaire pour obtenir un rapport signal à bruit de quantification pratiquement constant sur une grande dynamique de niveau. Par exemple, si l'unité de quantification est 2mv, un échantillon de 3,9mv vaudra 1 et sera restitué pour 2mv, soit une erreur de 50%, alors qu'un échantillon de 401,9mv vaudra 200 et sera restitué pour une valeur de 400mv soit une erreur de l'ordre de 5 ‰. A la réception, les échantillons passent dans un extenseur qui redresse l'effet du compresseur.

#### A) compression Logarithmique:

Dans notre cas, elle opère sur des échantillons modulés en amplitude elle comprime directement la dynamique de ces derniers. La compression peut être faite par voie ou sur un ensemble de voies préalablement multipléées.

#### B) Loi de codage

Les quantificateurs logarithmiques suivent deux lois:

##### 1°- Loi-A

Au paramètre  $x$ , la quantification "A" fait correspondre la caractéristique  $y$  définie par:

$$Y = \begin{cases} Ax / (1 + \log A) & \text{pour } x \in [0, 1/A] \\ (1 + \log Ax) / (1 + \log A) & \text{pour } x \in [1/A, 1] \end{cases}$$

Nous illustrons, cette loi pour une quantification à 128 niveaux soit  $n=7$  la valeur de l'échantillon tombe dans un intervalle compris entre 0 et  $V_0 = \theta$ ,  $V_1 = V_m / 2^7$ ;  $V_2 = 2 V_m / 2^7$ ; ..... ,  $V_n = n V_m / 2^7$

##### 2°- Loi

Au paramètre  $x$ , le quantificateur " $\gamma$ " fait correspondre la caractéristique définie par:

$$Y = \frac{\log(1 + \gamma x)}{\log(1 + \gamma)}$$

$x$  étant proportionnel à la tension d'entrée.

### III) QUANTIFICATION

Si l'échantillonnage d'un signal  $y(x)$  dans un système d'axe  $(x,y)$  consiste à prélever les informations de  $y(x)$  en des instants discontinus suivant l'axe,  $x$ , en tranches auxquelles on pourra affecter un numéro. Il suffira d'indiquer le numéro de la tranche; connaissant la répartition de son épaisseur, pour définir complètement l'amplitude  $y$  du signal.

#### A) Caractéristique de quantification

Le signal quantifié ne peut prendre qu'un nombre limité d'états ou de valeurs distinctes. Si l'escalier de la figure présente des marches d'égale amplitude, on dit que la caractéristique de quantification est régulière.

Dans le cas où la caractéristique est irrégulière, il y a risque d'apparition des fluctuations du signal de sortie dues à l'incertitude au passage d'une marche à la suivante c'est-à-dire ce qu'on appelle: "bruit de quantification".

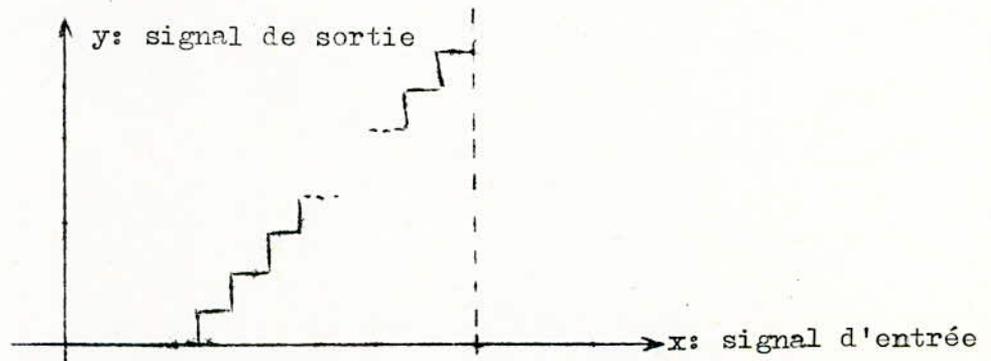


Fig 5': caractéristique de quantification

La précision d'un signal quantifié dépend de la finesse des échelons de quantification.

#### B) Dynamique

En théorie, on sait qu'un signal ne peut pas être aussi grand qu'on veut, pour des raisons physiques (saturation par exemple). De plus le bruit était obligatoirement présent. Ces deux limitations de grandeur absolue et de précision définissent la dynamique du signal.

$$\text{Dynamique} = \frac{\text{puissance à la saturation}}{\text{puissance de bruit à signal nul (ou puissance équivalente)}}$$

de la précision). On la chiffre en décibels. Si le bruit  $B(t)$  est additif et indépendant du signal, on a simplement:

$$\text{Dynamique} = \frac{\text{puiss. du signal max.} + \text{puiss. de bruit}}{\text{puissance de bruit}}$$

Supposons le bruit dépendant du signal et de valeur quadratique moyenne  $B$ ; On peut dire qu'en moyenne deux échantillons  $S_1 + B_1(t)$  et  $S_2 + B_2(t)$  représentent le même mot de code si:

$$|S_1 + B_1(t) - S_2 - B_2(t)| < B$$

on veut dire par là qu'au delà d'une certaine précision sur  $S + B(t)$  le bruit  $B(t)$  masque l'information; et la précision en question est chiffrée en moyenne par  $B$ , valeur quadratique moyenne du bruit.

Comme le signal est limité à  $S_{\max} + B(t)$ , le nombre d'échantillons que l'on peut distinguer est fini. Ce nombre est:

$$\frac{S_{\max} + B}{B} = \sqrt{\text{dynamique}}$$

Le nombre de mots du code étant ainsi limité pour traduire un échantillon, l'information correspondante est finie et vaut:

$$I \text{ échantillon} = \log_2 \left( 1 + \frac{S_{\max}}{B} \right) = \frac{I}{2} \log_2 (\text{dynamique})$$

Cette formule constitue la loi de la quantification. On fait souvent l'approximation suivante, si  $B$  est faiblié devant  $S_{\max}$

$$I \text{ échantillon} \approx \log_2 \frac{S_{\max}}{B}$$

L'amplitude du modèle de bruit est la moitié de l'échelon de quantification. S'il y a  $N = 2^b$  niveaux, la valeur relative de cet échelon est  $= \frac{I}{N - 1}$  "une dent de scie de pente  $P$  est définie par la fonction

$$B_Q(t) = pt \text{ pour } -\frac{\epsilon}{2p} < t < \frac{\epsilon}{2p}$$

$$\text{d'où: } \langle B_Q^2(t) \rangle = \frac{1}{\epsilon} \int_{-\epsilon/2p}^{\epsilon/2p} B_Q^2(t) dt = \frac{\epsilon^2}{12}$$

Ce qui chiffre, suivant ce modèle, la puissance du bruit de quantification

**Remarque I:** Notons  $B_Q = \sqrt{\langle B_Q^2(t) \rangle} = \frac{\epsilon}{2\sqrt{3}}$  or par définition de la quantification, optimale on a:  $B = \frac{I}{N - 1} (= \xi)$  ( $B$  = bruit naturel incident)

On a donc, par cette quantification ajouté au bruit  $B$  un bruit  $B_Q$  "du même ordre" puisque, dans ce modèle,  $B_Q = B - 11$  dB. Le bruit total est donc véritablement peu différent du bruit incident  $B$ .

Remarque 2:

Comme le bruit de quantification dépend du signal, il se peut très bien que, quoique inférieur en puissance au bruit "naturel" lui a très aléatoire), il sont pourtant plus gênant dans certains cas (exemple; image télévisée en PCM; le bruit de quantification peut créer des effets de "faux contours" ou courbes de niveaux!).

C) Entropie d'un signal non discret

Soit un signal  $S(t)$  de durée et de largeur de bande  $\Delta F$  de valeur maximale  $S_{max}$ , et entaché d'un bruit additif  $B(t)$  de valeur quadratique moyenne  $B$  indépendante du niveau du signal. L'entropie a priori d'un tel signal est:

$$I_{\text{signal}} = 2 \Delta T \Delta F \log_2 (1 + S_{max}/B) \text{ bits}$$

$$I_{\text{signal}} = \Delta T \Delta F \log_2 (\text{dynamique}) \text{ bits}$$

$$I_{\text{signal}} = 0,3322 \Delta T \Delta F \text{ dynamique (dB) bits}$$

D) Capacité d'un canal - Loi de Shannon

On appelle capacité d'un canal de transmission d'information le débit maximal d'information qu'il est capable d'assurer sans erreur. Ce débit se compte en bauds (voir annexe). La capacité d'un canal est limitée par la largeur de bande correspondant à la ~~caractéristique~~ caractéristique d'amplitude de sa fonction de transfert, aussi que par ses caractéristiques de bruit.

Un canal de largeur de bande  $\Delta F$ , véhiculant un signal de puissance  $S_{max}$  en l'entachant d'une puissance de bruit  $B^2$  a pour capacité:

$$C = \Delta F \log_2 (1 + \frac{S_{max}^2}{B^2}) \text{ bauds } (\Delta F \text{ en Hz})$$

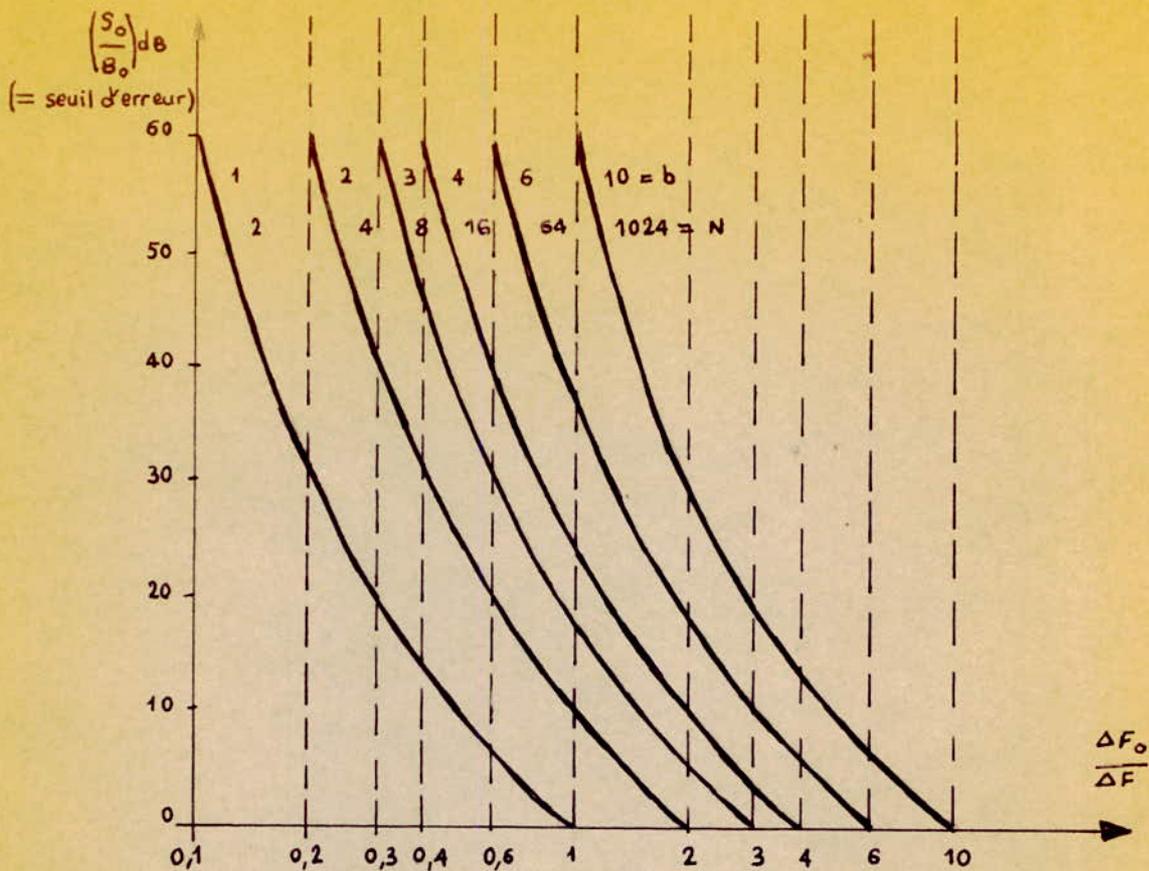


Figure - Compromis sensibilité au bruit / bande occupée PCM  
 $N = 2^b$  = nombre de niveaux de quantification utilisés  
 $\Delta F$  = largeur du spectre du signal à coder en PCM.  
 $\Delta F_0$  = largeur de bande allouée à la modulation PCM (NRZ)

$\frac{S_0}{B_0}$  = seuil de rapport signal/bruit à réaliser dans le canal. Audelà de ce seuil, les erreurs apparaissent.

## E) Le bruit de quantification

La détermination du nombre de niveaux dépend du rapport signal / bruit du message à coder; plus un signal est bruité, moins il faut de niveau pour le coder ( donc: moins il faut de bits par mot); ou encore; plus les échelons de quantification peuvent être importants. ( on suppose la quantification uniforme).

Mais; cette grandeur d'échelons étant choisie, et le codage étant effectué, c'est-à-dire également l'approximation des échantillons réels incidents à des échantillons de valeur prédéterminée, on engendre des erreurs, évidemment toujours inférieures ou égales, par construction, à la valeur quadratique moyenne du bruit incident.

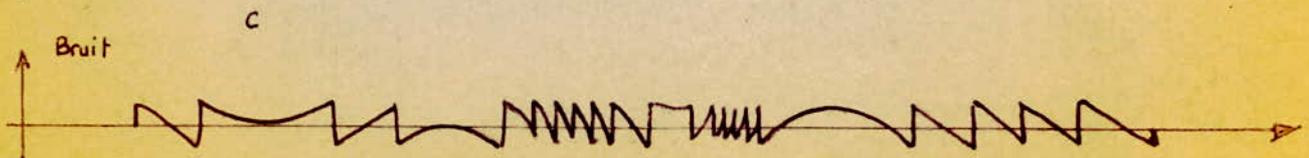
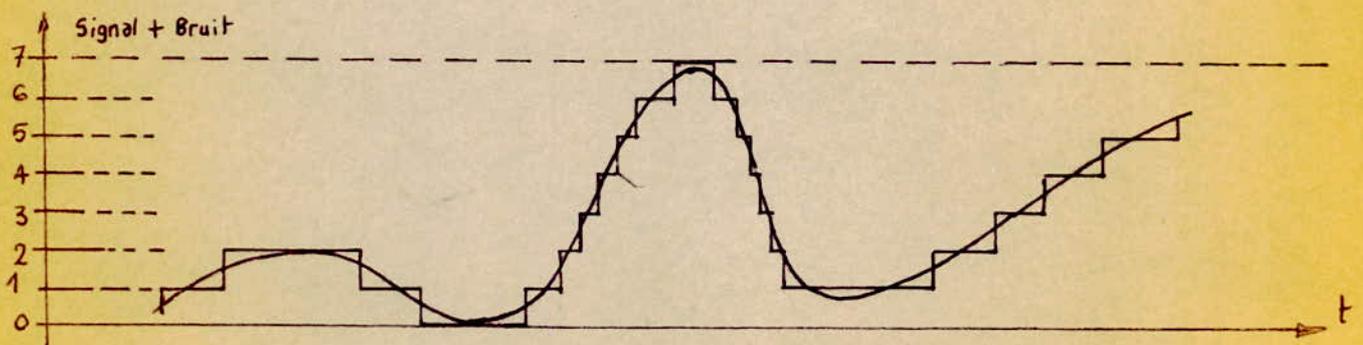
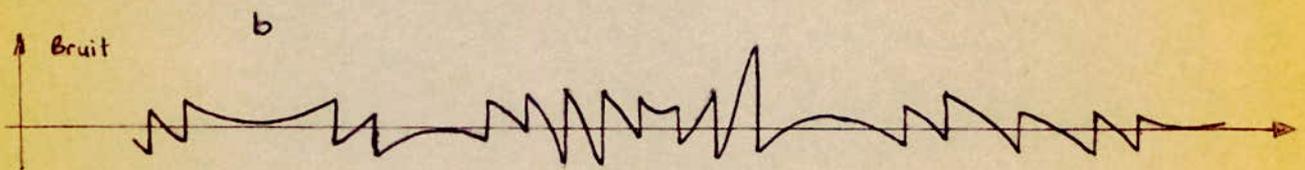
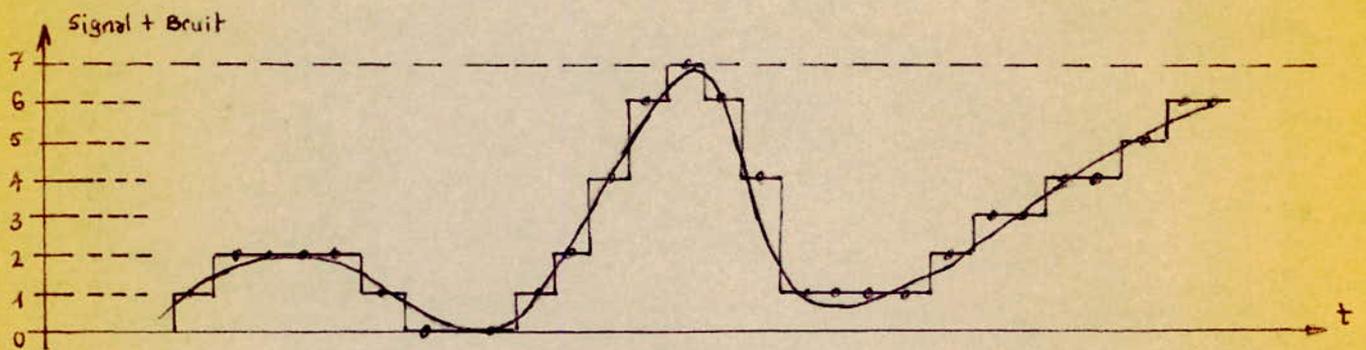
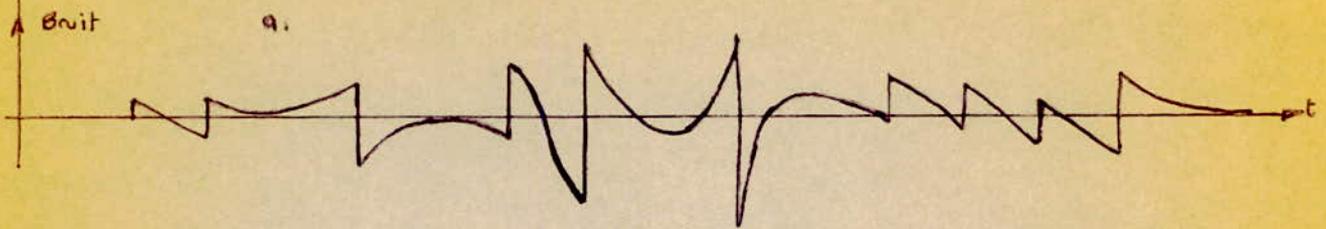
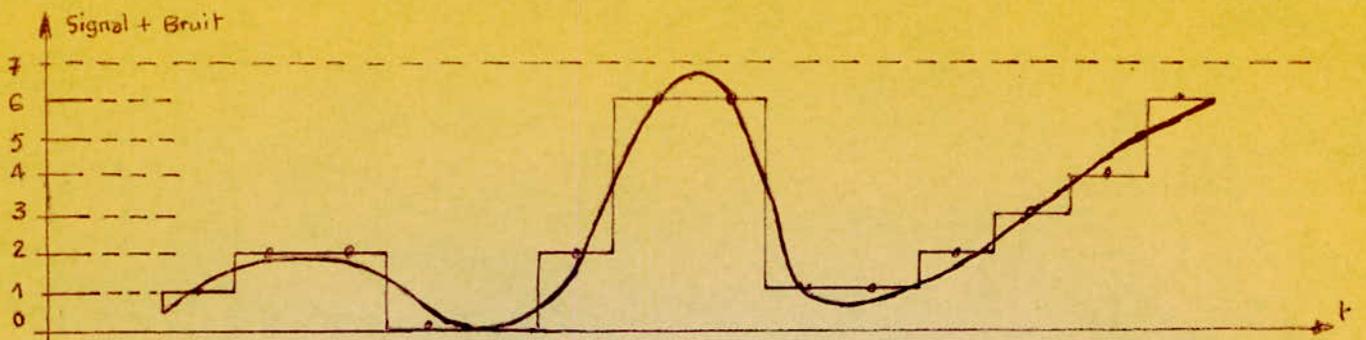
Ces erreurs peuvent être considérées comme un bruit créé, c'est le bruit de quantification.

Le bruit de quantification a des caractéristiques plus ou moins aléatoires dans la mesure où il dépend du signal; supposé aléatoire. La figure 6 illustre cela, et montre par surcroît que le bruit de quantification dépend en outre de la fréquence d'échantillonnage puisque, plus celle-ci est faible, plus il y a des chances d'observer des pics importants de ce bruit de quantification. Mais, par hypothèse, la fréquence d'échantillonnage est supposée supérieure ou égale à la fréquence encodé de Nyquist- c'est- à dire suffisamment élevée pour qu'il y ait "plusieurs" échantillons sur les fronts les plus raides du signal (fig. 7)

D'autre part, le bruit de quantification dépend du filtre de restitution ( le filtre qui du signal échantillonné, fait passer au signal continu: filtre dit "de lissage").

Une évaluation classique simple mais approximative du bruit de quantification est de prendre pour modèle de ce bruit une fonction en dents de scie à amplitude constante ( H.S. Black . On montre que ce modèle correspond à peu près à l'hypothèse d'une fréquence d'échantillonnage bien adaptée, et à un filtrage "par rectangularisation des échantillons". Evidemment, comme le montre la fig. 8(c) la fréquence d'un tel modèle de bruit n'est plus une constante, mais il ne s'agit pas ici, d'étudier le spectre de bruit de quantification, mais sa puissance.

Le modèle utilisé est en fait pessimiste car le filtrage de lissage est en général bien meilleur que cela.



Figures 6-7-8- Bruit de quantification, avec filtrage, par impulsions rectangulaires.

- a) Echantillonnage mal adapté.  
 b) Echantillonnage mieux adapté  
 c) Modèle de calcul approché.

## F) Perte de synchronisation. Expérience de l'oeil

Une perte de synchronisation peut évidemment provoquer des erreurs. Celles-ci sont de deux sortes: Si la perte de synchronisation est causée par des perturbations de type " panne ", les erreurs sont totales c'est-à-dire qu'elles touchent toute une suite de bits. Si par contre, la perte de synchronisation est du type " pleurage " ou " due au bruit ", les erreurs produites ressemblent à celles produites par effet de bruit aléatoire.

Il est intéressant de chiffrer le pleurage en P.C.M, c'est-à-dire la valeur moyenne des irrégularités de synchronisation, par rapport à la période de bit ( horloge ). Cela donne une idée de la probabilité d'erreur. En pratique, on effectue la mesure de la manière suivante: Le code P.C.M est envoyé à un oscilloscope dont la vitesse de balayage est prise égale à l'horloge et synchronisée à elle. Un bit 0 ou 1 apparaît donc, impulsion déformée " en arche " à cause du filtrage  $F_0$ , tenant tout l'écran, et positionnée de manière fluctuante à cause des irrégularités de synchronisation. On effectue une surimpression photographique d'un bon nombre de ces arches; les unes positives ( 1 ), les autres négatives ( 0 ). L'image obtenue rappelle le contour d'un oeil d'où le nom de l'expérience. La mesure de pleurage moyen est alors évidente.

## F) L'erreur de quantification

On considère la fonction analogique d'entrée  $x(t)$  à laquelle correspond la fonction quantifiée de sortie  $y(t)$ .

L'erreur  $\xi(t)$  est fonction à la fin du niveau élémentaire de quantification  $q$ , et de la grandeur d'entrée  $x(t)$ . Elle est bornée au maximum à cet intervalle élémentaire  $q$ :  $0 \leq \xi \leq q$

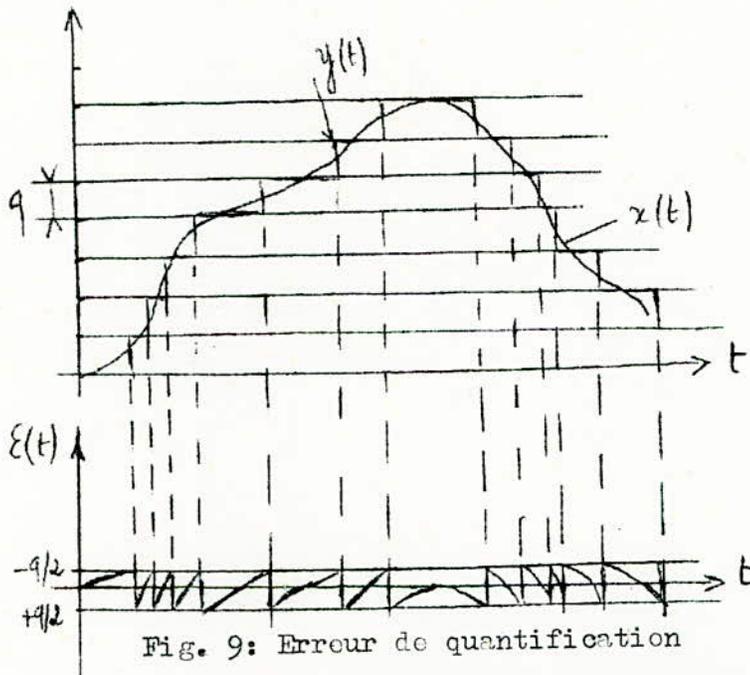


Fig. 9: Erreur de quantification

H) Echantillonnage des signaux quantifiés

Soit un signal à la fois échantillonné et quantifié. La fonction initiale  $x(t)$  s'étend entre  $-\infty < x(t) < +\infty$  est divisée en une suite uniforme d'intervalles  $i, i+1, \dots$  (quantification uniforme)

L'amplitude quantifiée du signal  $x(t)$  est donc  $y(t)$  où  $y(t)$  est constituée d'une suite de niveaux de quantification  $y_1, y_2, \dots, y_i, y_{i+1}, \dots$ . On effectue ensuite un échantillonnage de  $y(t)$  (signal quantifié).

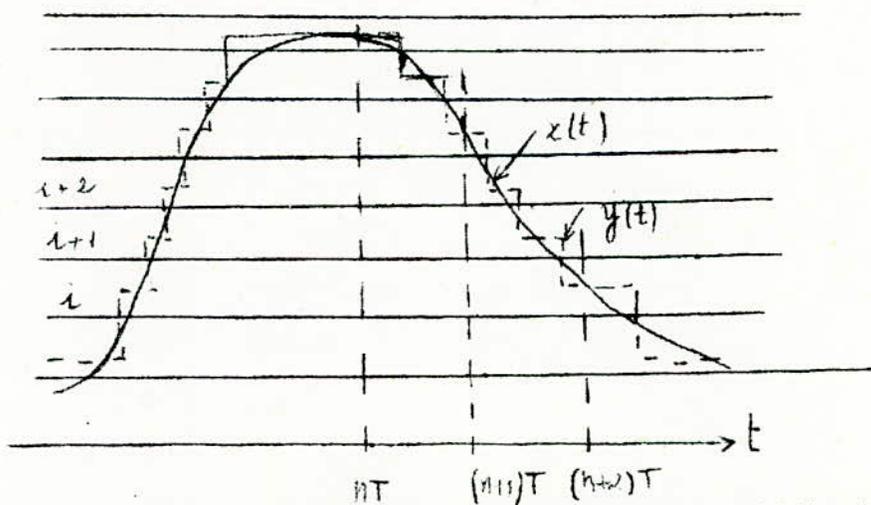


Fig 10: Echantillonnage des signaux de quantification

Il apparaît simplement sur la figure 10 que si la fréquence d'échantillonnage devient trop faible, un certain nombre de niveaux de quantification sont omis dans l'échantillonnage. C'est ce qu'on appelle erreur de quantification:

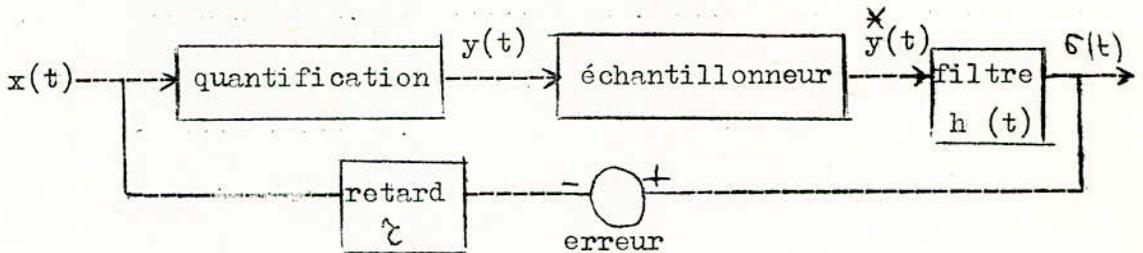
$$\text{On montre que: } \overline{\xi^*(t)^2} = \frac{q^2}{12} + \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p J_0(2p\pi) \frac{q^2}{p^2 \pi^2} \approx \frac{q^2}{12}$$

si le nombre de niveaux de quantification est assez élevé

9°) Signal quantifié et échantillonné.

- Filtre optimum de restitution

Le problème du filtre optimum de restitution pour un signal quantifié et échantillonné consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal reconstitué et le signal d'entrée.



- On trouve que la transformée de FOURIER de la réponse  $h(t)$  du filtre est:

$$W_y(f) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} e^{-2\pi j f \tau} \frac{W_{yx}(f)}{W_y^*(f)}$$

où  $W_{yx}(f)$  est spectre d'intercorrélata entre  $u(t)$  et  $y(t)$

$W_y^*(f)$  est le spectre du signal quantifié et échantillonné

Le filtre optimum d'un signal échantillonné a pour valeur

$$H_o(f) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} e^{2\pi j f \tau} \frac{W_s(f)}{W_x(f)}$$

où  $W_s(f)$  est le spectre du signal approximatif à l'entrée

$W_x(f)$  " " "

La fonction de transfert du filtre dans le cas d'un signal quantifié et échantillonné se déduit de  $H_o(f)$  par la relation:

$$\left| H_y(f) \right| = \left| H_o(f) \right| \frac{k^{-1/2}}{1 + \frac{Q(f)}{k W_x(f)}} \quad \text{avec } k \approx 1 \dots$$

$Q^*(f)$  est spectre du bruit de quantification après échantillonnage  
 $W_x^*(f)$  est spectre du signal  $x(t)$  après échantillonnage

## C H A P I T R E    I I I

### I ) GODAGE

Le rôle du codage est d'établir une correspondance biunivoque entre le nombre de quantum  $q$  exprimant l'amplitude d'un échantillon et son expression dans un code déterminé. Parmi les différents codes on utilise le codage binaire à signal qui consiste à associer à un ou plusieurs symboles un certain état d'un signal électrique ou bien le passage d'un état à l'autre de ce signal. Tous les états ont la même durée  $T$ .

Les deux états du digit binaire ( bit ) sont représentés par " 0 " ou " 1 ". A chaque état du digit est associée une tension, on peut définir ainsi deux types de logiques suivant les tensions associées. Par exemple le cas d'une logique positive, c'est l'état " 0 " du bit correspondant à la tension 0 volt et l'état " 1 " à  $+U$  volts; c'est-à-dire que seul l'état " 1 " a une contribution dans l'information numérique; la logique négative adopte l'opération inverse.

### A ) CODAGE DU SIGNAL QUANTIFIÉ:

Comment allons nous choisir le système d'énumération qui va nous permettre de représenter le signal quantifié sous la forme d'un

Le premier point est de définir le choix de la base de numération. Soit  $A = a_1 + a_2 \dots + a_3 b^2 + \dots + a_n b^{n-1}$  où  $n$  représente la puissance affectée à la base et  $b^i$  le poids relatif du coefficient  $a_{i+1}$  correspondant. Le nombre de combinaison est défini par  $M = b^n$  où  $b$  est le système de numération de base. Le nombre de circuits sera minimum si le produit  $n \cdot b$  l'est aussi.

La fonction  $y = n \cdot b = \frac{Q \cdot b}{\log_e b}$ , où  $Q = n \log b$  représente la quantité constante d'information, est minimum pour  $b = e = 2,7$ . Donc les systèmes binaires et ternaires sont les systèmes les plus aptes à l'information ( Dans ce cas l'erreur de quantification est égale à  $\epsilon = \frac{1}{M} = 2^{-n}$  ).

REMARQUE : Les codes binaires les plus courants sont les codes binaires purs, les codes réfléchis et le système DCB.

Dans notre cas le codage utilisé est à 8 moments ; il permet donc de distinguer  $2^8 = 256$  paliers de quantification. Pour transformer en nombre la tension  $V$  de chaque échantillon on compte les impulsions émises par un générateur de fréquence durant le temps de la décharge d'un condensateur chargé sous la tension  $V$ . Le nombre ainsi obtenu est codé à 8 moments. De la sorte on remplace chaque échantillon par un train de 8 impulsions. -

#### B) - SECURITE DES CODAGES :

Une information digitale peut-être déformée lors de la transmission par la substitution du digit " 0 " à la place d'un " 1 " et vis-versa on envisage alors un moyen pour détecter et éventuellement corriger l'erreur. -

Pour transmettre  $n$  digits avec  $k$  digits de contrôle il faut  $n + k + 1$  ( nombre toujours impair du fait que la combinaison du contrôle de parité et le décomptage de digits doit être toujours impair) digits dans un mot complet. -

Il existe des codes autocorrecteurs qui a la réception détectent les digits affectés lors de la transmission, et substituent automatiquement la valeur exacte. -

.../...

### C ) CONDITIONS DE CONVERSION NUMERIQUE

Cette conversion nécessite certaines considérations relatives notamment à la vitesse d'échantillonnage, au choix du nombre de niveaux de quantification, à l'intervalle de temps entre l'instant auquel un signal analogique est appliqué à l'entrée et le moment où apparaît le signal numérique à la sortie du convertisseur.

### D ) DIFFERENTS CODES BINAIRES

Parmi les codes binaires utilisés, on distingue deux groupes:

- Les codes unipolaires correspondant à un signal accodé toujours de même signe.
- Les codes bipolaires sont définis dans le cas où les signaux accodés peuvent être positifs ou négatifs.

#### I - Code binaire pur ( code unipolaire )

Un nombre N écrit dans le code unipolaire s'écrit sous forme d'une suite pondérée:  $N = \sum_{i=1}^{n-1} a_i \cdot 2^{-i}$  avec  $a_i = 0$  si le bit correspondant est nul et  $a_i = 1$  dans le cas contraire.

A ce nombre  $N = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}$  correspond à une tension qu'on écrit  $U = U_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right)$

où  $U_{ref}$ : tension de référence servant de facteur d'échelle.

$a_1$ : bit le plus significatif ou MSB

$a_2$ : bit le moins significatif ou LSB

Le quantum  $q = \frac{U_{ref}}{2^n}$  ( obtenu si  $\sum_{i=1}^n a_i = 0$  sauf si  $a_n = 1$  )  
est donc le LSB.

Cependant le code binaire pur très utilisé lors de la réception (il se décode facilement en faisant la somme pondérée des chiffres). peut donner lieu à des erreurs de codage. on lui préfère alors le code réfléchi dont l'intérêt réside dans le fait qu'il est cyclique. -

## 2) Code Bipolaire :

Il existe divers codes bipolaires :

- Le code amplitude signe
- le code binaire décalé
- le code  $C_2$  ( complément à 2)
- le code  $C_1$  ( complément à 1)

Dans la "PCM", une bonne précision au voisinage de "0" est nécessaire, et il n'y a pas d'opérations arithmétiques à réaliser, par conséquent le choix du code amplitude signe est tout indiqué. -

## E) - CODES UTILISES EN FAISCEAU HERTZIEN NUMERIQUE :

On distingue deux types de codages :

### a) Codage binaire à binaire :

Il établit une correspondance entre les états du message initial et un certain intervalle du message " codé ".

### b) Codage binaire à signal :

Il fait correspondre à chaque symbole " 0 " et " 1 " un certain état ( codage direct ) ou bien la transition entre deux états d'un signal électrique ( codage par transition ). -

.../...

1) Variantes de la Modulation PCM : Choix du code :

( Voir Fig. (11 et 11') )

Les écritures RZ ( impulsions individualisées avec retour à zéro ) et R1 ( idem avec retour à 1 ) ont l'avantage ( discutable ) d'être humainement les plus explicites : par contre elles ont les deux inconvénients ( indiscutables ) suivant : leur spectre fondamental s'étend jusqu'à la fréquence d'horloge  $F_h$ , et leur composante continue est fluctuante, non défini car dépendant du message. -

L'écriture NRZ ( impulsions adjacentes, liées, non retour à zéro ) à un spectre fondamental deux fois moins étendu ( $F_h/2$ ) mais toujours le même inconvénient de fluctuation de composante continue

L'écriture biphasé, elle n'utilise plus la présence ou l'absence d'une impulsion, ni la valeur ( 1 ou 0 ) d'un niveau mais la transition 1 vers 0 ou 0 vers 1. Elle a donc la même étendue de spectre fondamental  $F_h$  que le RZ, mais sa composante continue est fixe. Cela constitue parfois un gros avantage lorsqu'on veut éviter les saturations de certains appareils. -

2) Codage Direct :

Les codes sont représentés par le niveau "-A " pour l'état "0" et "+A" pour l'état " 1 " pendant la durée T de l'intervalle. Ainsi pendant l'intervalle de temps où l'état du bit est "1", le niveau est représenté par " + A" pendant ( $\theta \leq T$ ) et "-A" pendant ( $T - \theta$ ).

a) Codage non retour à zéro ( NRZ ) :

Cas où  $\theta = T$  ( pour un code NRZ )

.../...

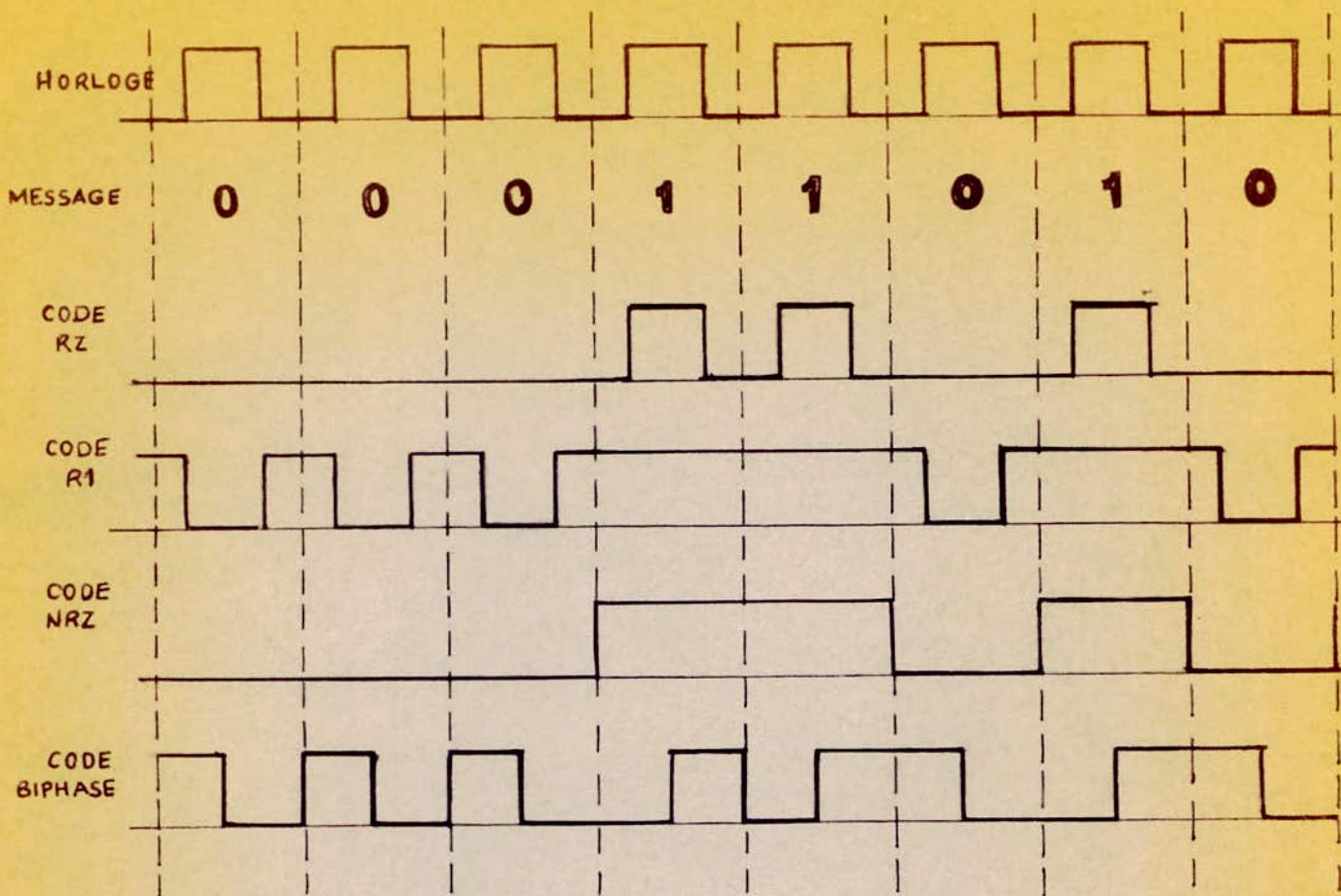


Figure 11 - Différentes réalisations d'une modulation PCM.

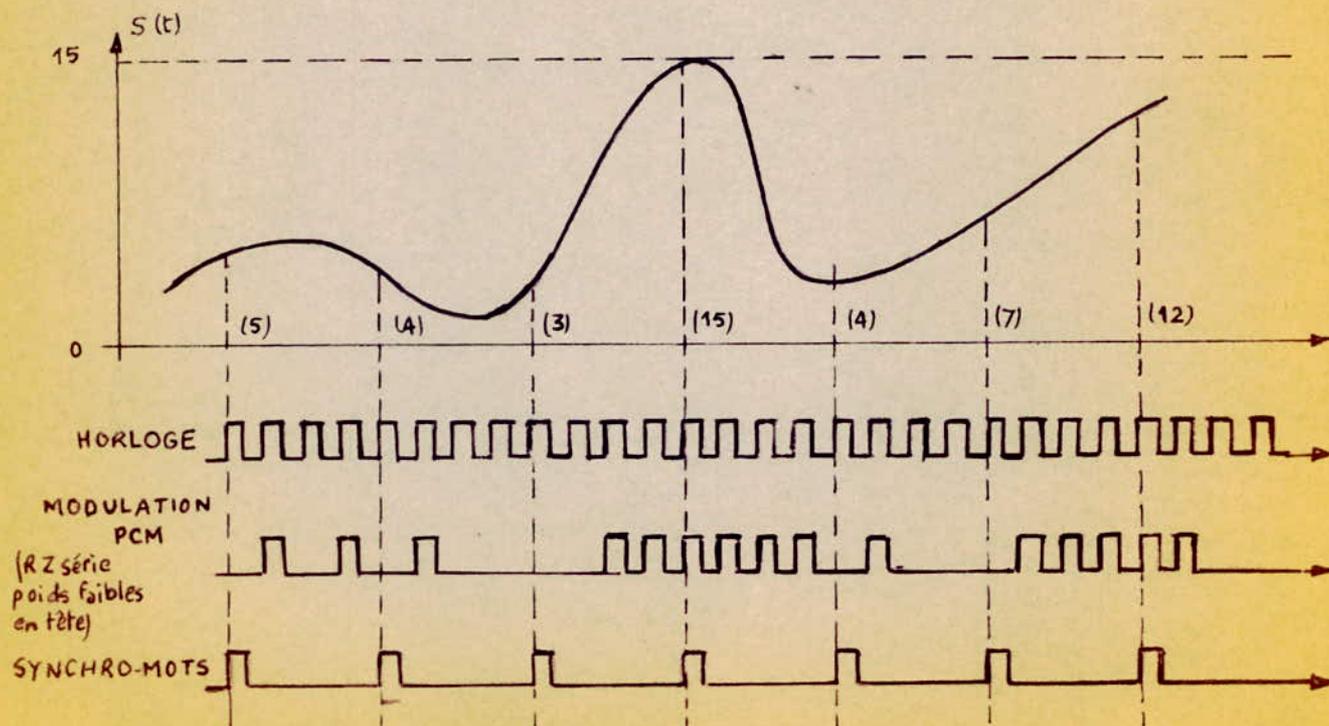
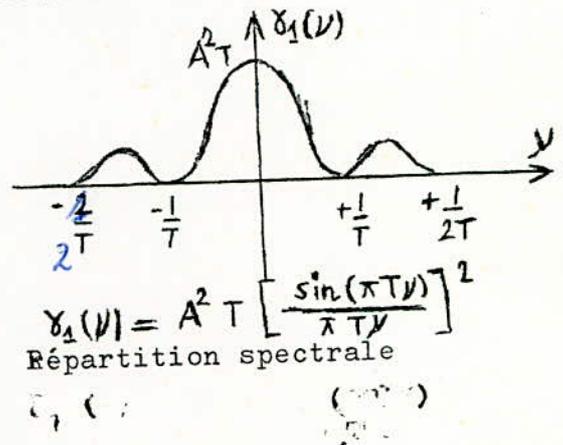
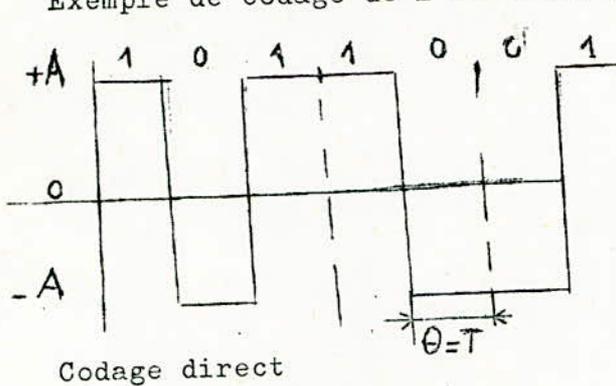


Figure 11' - Modulation PCM d'un signal à 4 bits (PCM série, poids faibles en tête, code RZ).

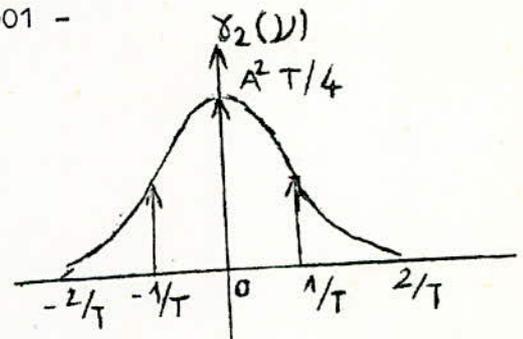
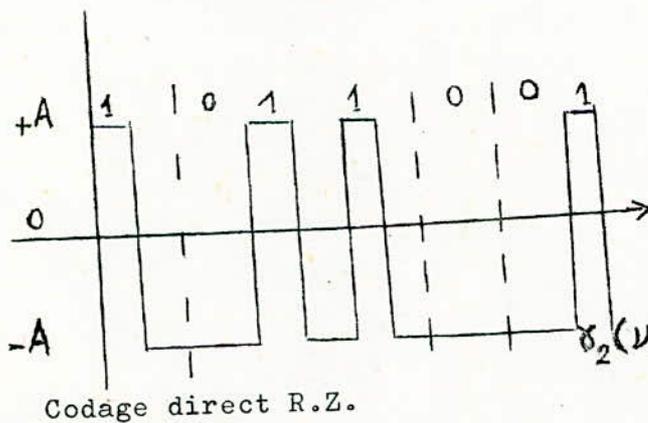
Exemple de codage de l'information suivante : 1011001



b) Codage avec retour à zéro : (RZ)

Cas où  $\theta = T/2$  ( pour un code R.Z. )

Exemple de codage de l'information 1011001 -



$$\gamma_2(\nu) = \gamma_1(\nu) + \frac{A^2}{4} \delta(\nu) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A^2}{A^2 (2n+1)} \delta\left(\nu - \frac{2n+1}{T}\right)$$

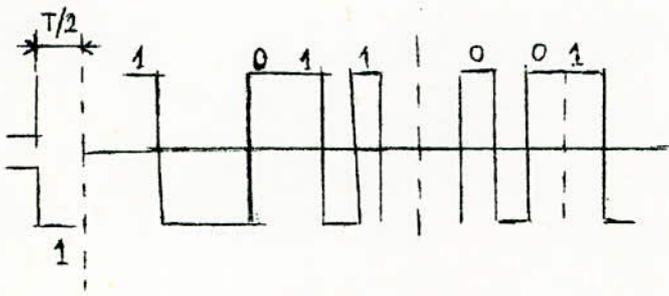
Répartition spectrale

3) Codage Biphase :

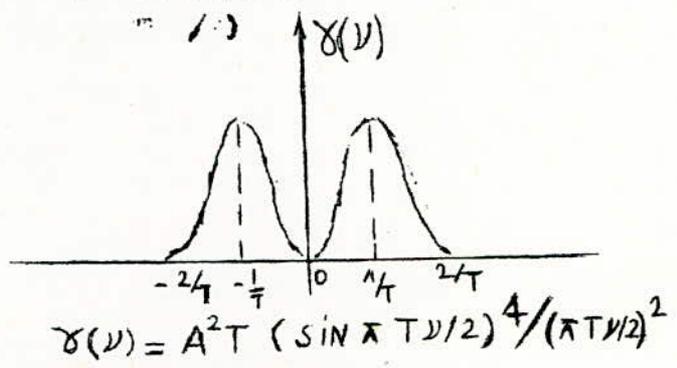
Les codages N.R.Z. et R.Z. impliquent une énergie maximale à la fréquence zéro. Ce transfert d'énergie est un inconvénient qui est évité grâce au codage biphase. -

.../...

$$f(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi)$$



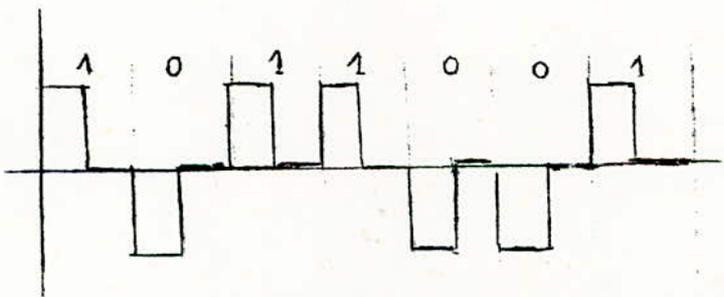
Codage Biphase



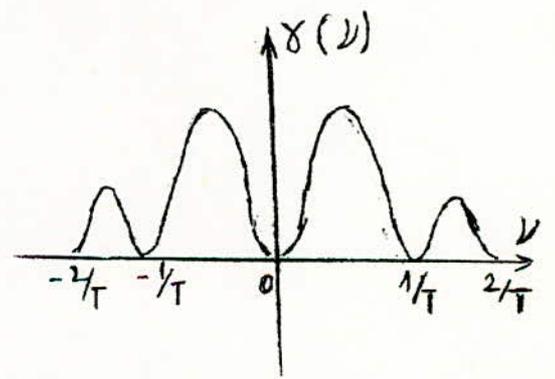
Répartition spectrale

4) Codage polaire retour à zéro :

Ces codages comportent 3 niveaux. Le symbole "0" est représenté par le niveau (-A) pendant  $\frac{T}{2}$  et 0 de  $\frac{T}{2}$  à T. L'information étant toujours 1011001. -



Codage direct polaire R.Z.



Répartition spectrale

II) - CONVERTISSEURS ANALOGIQUE-N.(C.A.N.) ET NUMERIQUE ANALOGIQUE (C.N.A.)

Tout modulateur débute par un échantillonneur. La modulation et la démodulation PCM mettent en jeu les codeurs analogiques numériques et les décodeurs numériques-analogiques. -

.../...

Les codeurs et les décodeurs PCM sont divers et variés on pourra les classifier en 3 catégories différentes :

- Les systèmes à pesées successives
- ± Les systèmes à comptage
- Les systèmes globaux

En général toutes ces méthodes perdent en précision lorsqu'elles gagnent en rapidité et vis-versa. Ceci vérifie très bien la théorie qui stipule que le débit informationnel est le produit du nombre de bits par mot ( précision ) et de la fréquence d'échantillonnage ( rapidité). Donc il s'agira toujours d'essayer de trouver un compromis précision - rapidité pour rendre optimum le débit informationnel. La technique des C.A.N. à approximations successives réalise les meilleures compromis entre le temps et la précision.

Pour chaque système nous allons donner deux exemples , l'un concernant un codeur et l'autre un décodeur.

#### A) - CODEURS ET DECODEURS PCM A PESEES SUCCESSIVES :

##### 1) Codeur -

On part d'un signal modulé par impulsions analogiques (P.A.M) Supposons que chaque échantillon soit à coder par b bits et que l'amplitude E du signal soit comprise entre 0 et V. -

Il faut alors disposer de b tensions de référence, dont les valeurs sont  $\frac{V}{2}$ ,  $\frac{V}{4}$ ,  $\frac{V}{8}$ , ..., on envoie la plus grande suivie d'un circuit à seuil); si la sortie du comparateur est positive ( $E > V/2$ ), le premier bit fourni ( poids fort par conséquent en tête) est "1" et la sortie de l'ampli différentiel est soustraite de la valeur E, alors conservée, par exemple, sous forme de charge de capacité ; si au contraire la sortie du comparateur est négative ( $E < V/2$ ), le premier bit fourni est " 0 " et la valeur E reste telle quelle. -

.../...

Et l'on passe au deuxième échelon du processus, à la 2ème pesée :  
La tension de charge de la capacité réserve, E ou  $E - V/2$  suivant la valeur du 1er bit, est comparée à la valeur de référence,  $\frac{V}{4}$ , et cela donne naissance au 2ème bit, de la même manière que précédemment en diminuant ou non la charge de la réserve suivant ce 2ème bit. Et ainsi de suite jusqu'à la  $b^{\text{ime}}$  pesée, à l'issue de laquelle la réserve, alors vide, s'emplit de l'échantillon suivant et le cycle recommence.

voir figure 11'' ( Codeur PCM à pesées )

## 2) Décodeur -

On peut utiliser le processus exactement complémentaire . Les bits d'un mot se présentent par exemple en série et poids forts en tête. Chaque bit, présent ou absent, ( "1" ou "0" ), fait accepter ou refuser la tension de référence qui lui correspond parmi les b valeurs prévues.

Chaque fois qu'une tension de référence est acceptée, elle va s'accumuler dans une réserve. Cette dernière, après le dernier échelon, contient donc l'échantillon reconstitué sous forme d'une tension analogique. On lit cette tension, on vide la réserve, et un nouveau cycle peut s'établir.

Voir figure 12

(Décodeur P.C.M. a pesées)

### REMARQUE :

Les codeurs et décodeurs a pesés sont parmi les plus précis mais aussi les moins rapides. -

## B) - CODEURS ET DECODEURS P.C.M. A COMPTAGE :

### 1) Codeur :

On dispose d'un générateur d'impulsion dont la fréquence est de  $2^b$  impulsions par période d'échantillonnage.

.../...

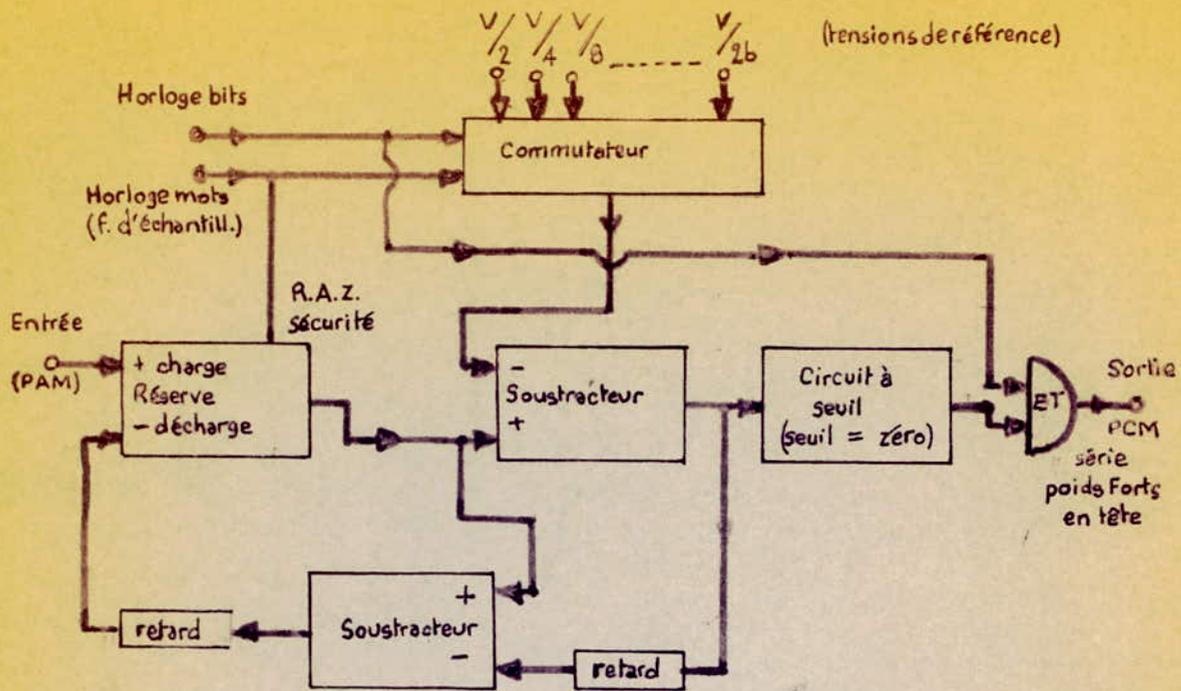


Figure 11'' - Codeur PCM à pesées

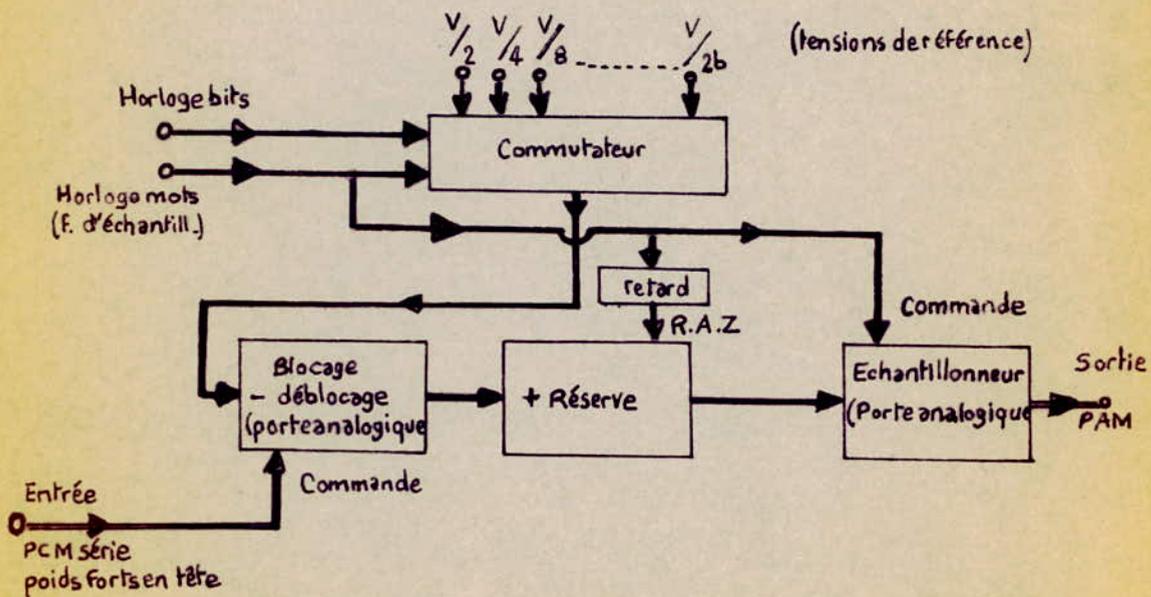


Figure 12 - Décodeur PCM à pesées.

Le signal qu'il fournit passe par une porte, qu'ouvrent des signaux modulés en P.D.M. ( modulation par durée des impulsions). Un compteur binaire bistable à b bistables, situé derrière la porte, est mis à zéro et déclenché lors de son ouverture puis arrêté à sa fermeture : il suffit alors de lire ses sorties ( en // ) pour obtenir le mot P.C.M. de b bits.

Voir figure 13

Un codeur parallèle/série peut ensuite si l'on veut fournir un signal P.C.M. série ( FIGURE 13' )

## 2) Décodeur -

Le procédé inverse peut être employé : un générateur d'impulsions identique au précédent attaque à la fois un compteur binaire et un integrateur à travers une porte, cette porte est ouverte par le signal de remise à zéro du compteur qui coïncide par exemple avec l'inscription, dans un registre de b bits, d'un mot reçu à décoder ; la porte se referme lorsque la comparaison entre l'état compteur et le contenu du registre de réception dénonce leur identité ( circuit à coïncidence opérations logiques simples). Il suffit alors de lire à l'aide d'un échantillonneur par exemple la sortie de l'intégrateur.

VOIR FIGURE 14 -

## C) - CODEURS ET DECODEURS GLOBAUX :

### 1) Codeur :

#### a) Tube Codeur :

Le signal analogique est appliqué sous la forme d'une tension de déflexion verticale d'un fin pinceau électronique animé d'un mouvement de balayage horizontal à la fréquence d'échantillonnage.

.../...

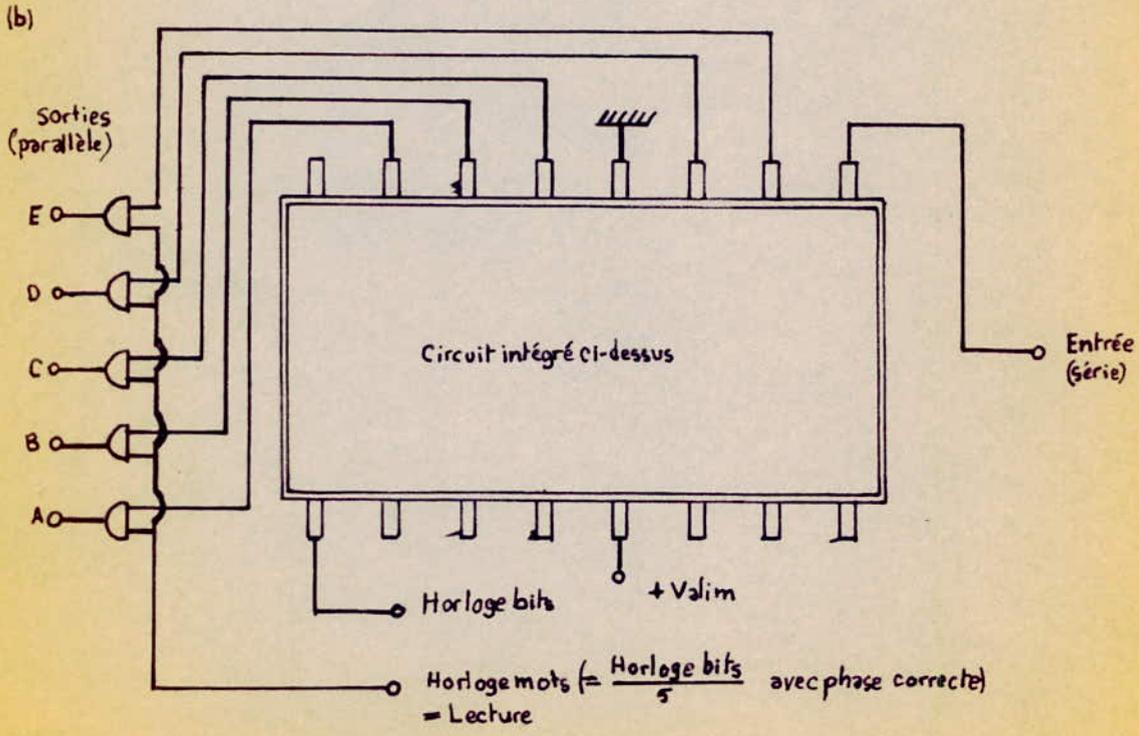
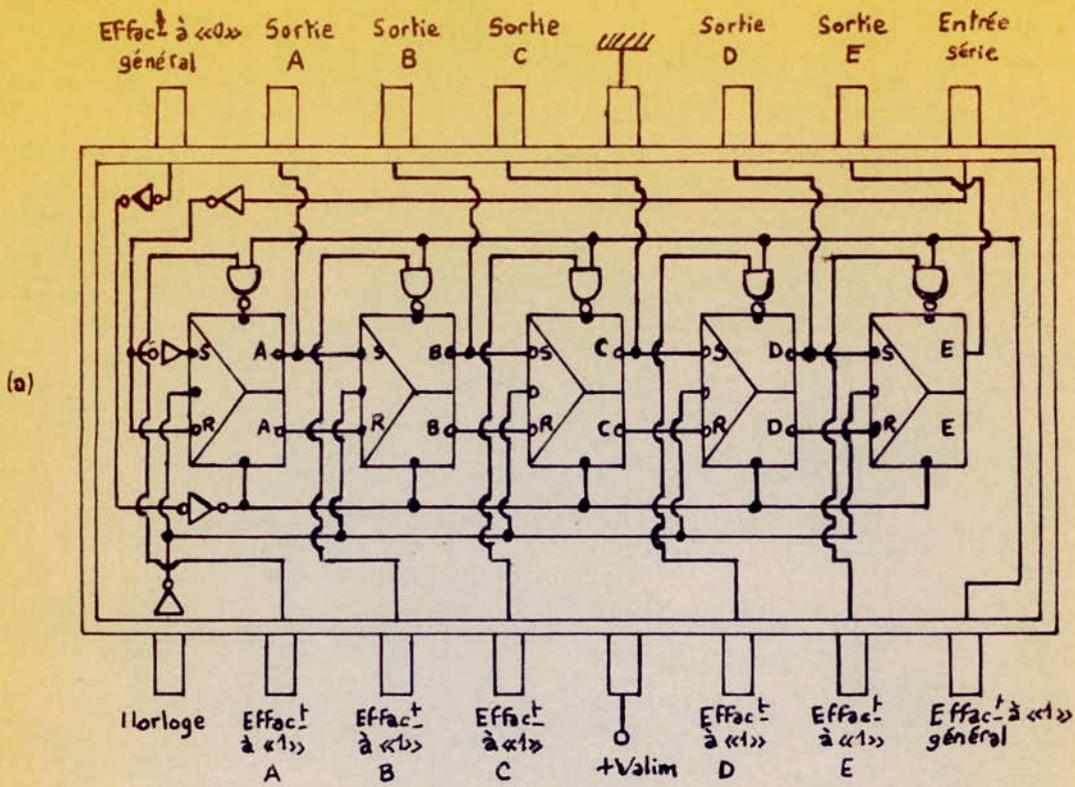


Figure 13' - Registre à décalage    (a) Exemple    (b) Application : convertisseur série/parallèle.

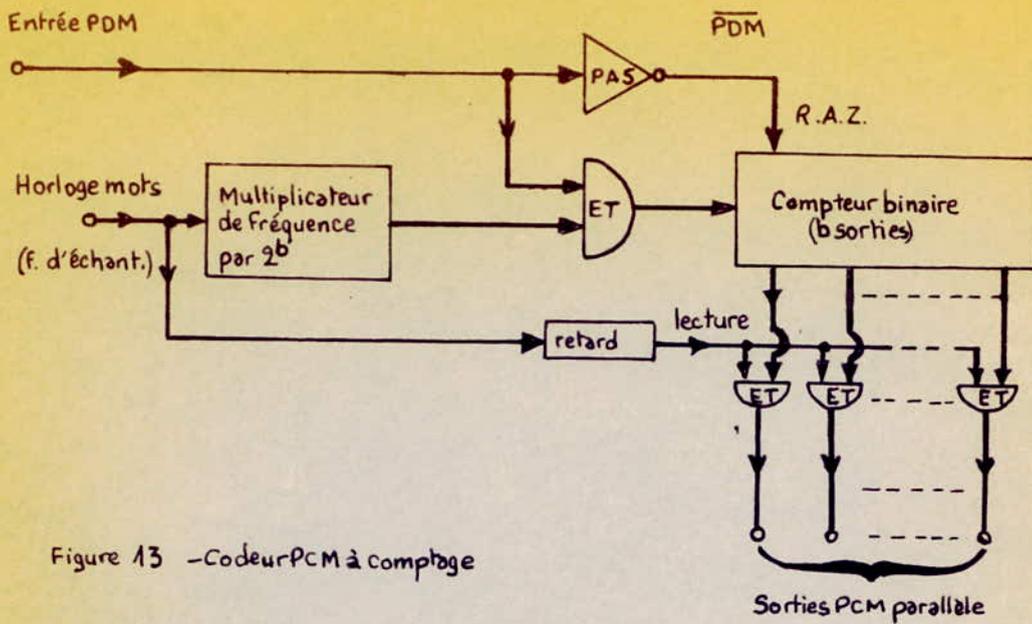


Figure 13 - Codeur PCM à comptage

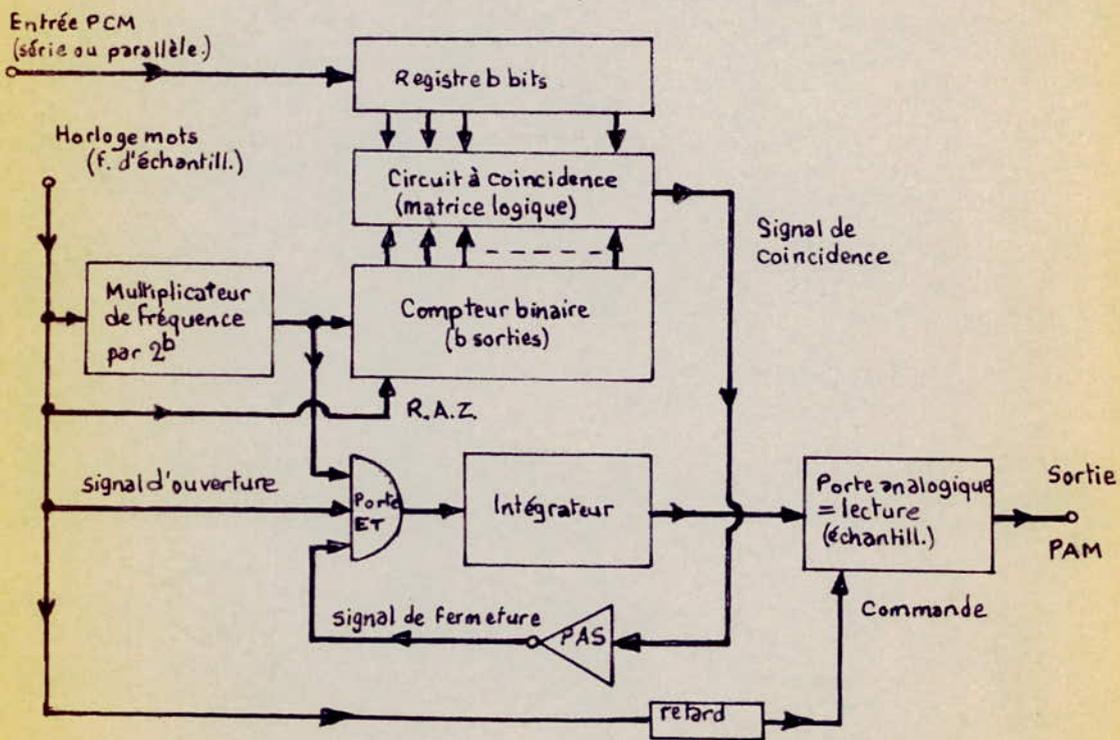


Figure 14 - Décodeur PCM à comptage.

Ce pinceau est tout d'abord intercepté par une grille ~~horizontale~~ dans le but de parfaire l'échantillonnage, puis par un écran cache percé d'orifices convenablement répartis ; derrière cet écran est située une plaque qui reçoit ou non le pinceau suivant qu'il y a traversée d'orifice ou interception par l'écran. On obtient ainsi directement le signal P.C.M.

( FIGURE 15 )

b) Comparateurs Parallèles :

Le signal analogique P.A.M. est appliqué à la fois à  $2^b$  comparateurs, chacun étant calé sur l'un des  $2^b$  niveaux de quantification ; en détecte, par des opérations logiques, l'endroit de l'échelle où la réponse des coparateurs change de nature autrement dit, à l'aide d'une matrice de codage logique, on fabrique le seul état binaire possible correspondant : le mot P.C.M.

VOIR FIGURE 16 -

2) Décodeur de Shanon :

Il s'agit d'un décodeur - série essentiellement et poids faible en tête. Soit la période des bits. Le signal P.C.M. attaque un circuit R.C. ~~derivateur~~ dont la constante de temps R C. est telle que la décroissance de la tension due à la décharge exponentielle soit de 50 % au bout du temps  $\tau$ . Si on lit la tension de charge restante exactement à la date définie par celle du dernier bit du mot +  $\tau$

(poids fort +  $\tau$ ), on obtient par échantillonnage à cet instant-là précisément la valeur de l'échantillon analogique correspondant au mot P.C.M. : en effet le décrétement est de  $1/2$  par  $\tau$  ; soit V la tension - crête des bits "1" et 0 celle des bits "0", soit b le nombre de bits par mot, et 0 la date du premier bit  $B_1$  ( poids faible ) ; la date de lecture est donc  $b\tau$ ; à cette date, la décharge étant exponentielle, la contribution de  $B_1$  au resultat sera  $B_1 \frac{V}{2^b}$ , soit: 0 si

$B_1 = "0"$ , et  $\frac{V}{2^b}$  si  $B_1 = "1"$  ;

.../...

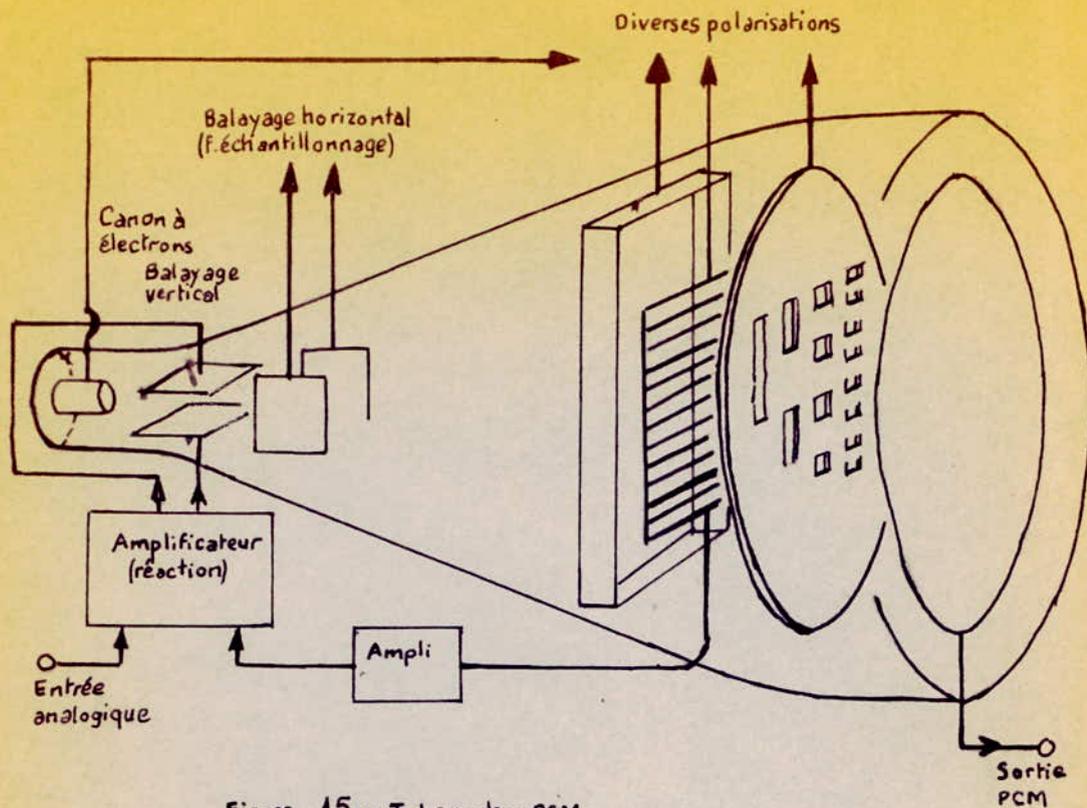


Figure 15 - Tube codeur PCM

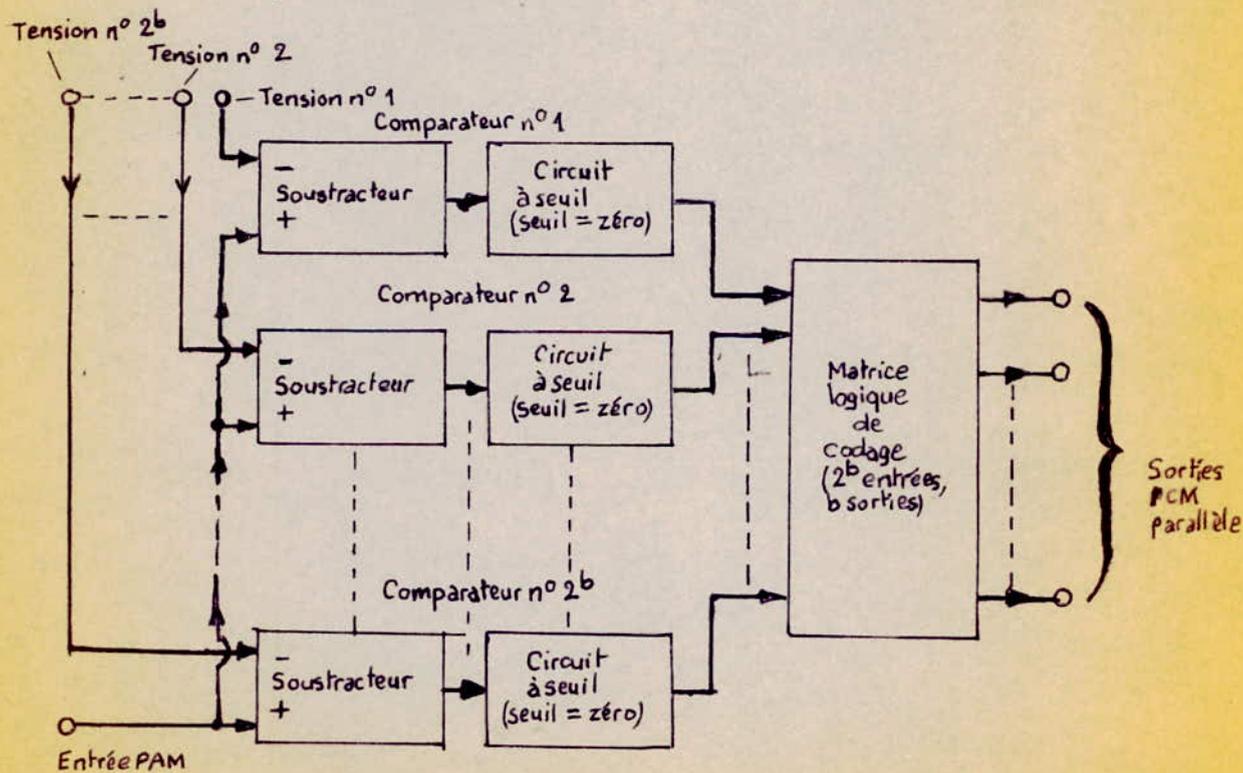


Figure 16 - Codeur PCM à comparateurs parallèles.

La contribution de  $B_2$  sera  $\frac{V}{2^{b-1}}$

Celle de  $B_i$  sera  $B_i \frac{V}{2^{b+1-i}}$  et enfin celle de  $B_b$  sera  $B_b \frac{V}{2}$ . L'échan-

tillon pris à cette date sur la somme de toutes ces contributions sera donc

$$E = V \sum_{i=1}^{i=b} \frac{B_i}{2^{b+1-i}}$$

E est donc bien par définition la tension, dont le maximum est V et dont le codage binaire à b bits est l'ensemble des bits  $(B_b, B_{b-1}, \dots, B_1, \dots, B_2, B_1, \dots)$

VOIR FIGURE 17 -

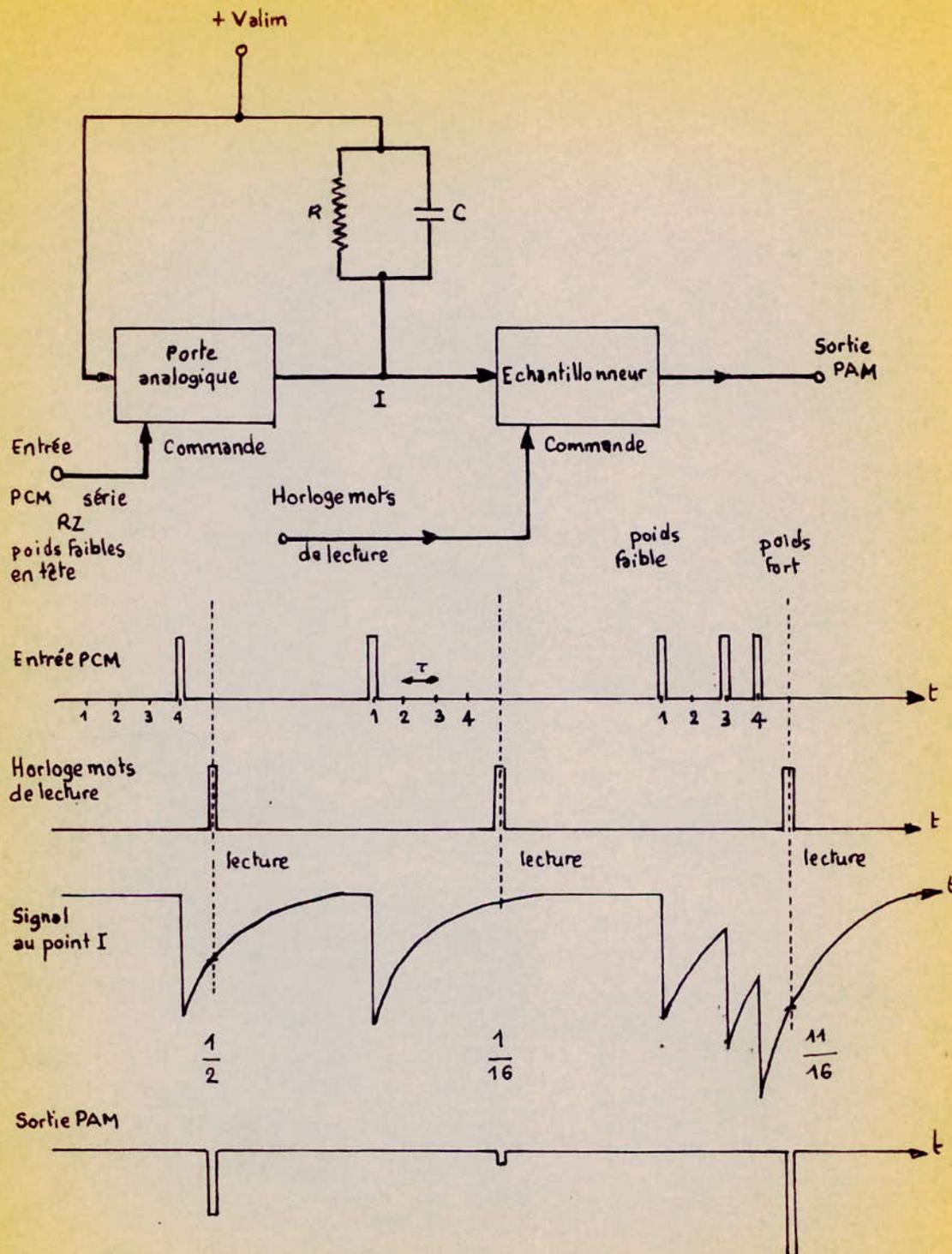


Figure 17 - Décodeur de Shannon  
(Exemple à 4 bits par mot)

- CHAPITRE IV. -

MULTIPLEXAGE :

A) - BUT ET INTERET :

C'est une opération qui consiste à transmettre simultanément sur une voie de transmission de grande capacité, plusieurs informations. Cette opération n'est intéressante que si le coût de la voie de grande capacité et des équipements multiplex est inférieur au coût de l'ensemble des voies individuelles, ce qui est le cas pour les canaux de transmission modernes tel que les faisceaux hertziens par exemple. Pour des équipements de faisceaux hertziens toute la partie haute fréquence possède par nature même une largeur de bande de plusieurs M.H Z Moyennant un certain nombre de précautions sur la partie moyenne et basse fréquence, on obtient alors aisément et de façon économique un ensemble ayant une large bande passante d'une grande capacité (certaines de voies téléphonique standard). -

C'est pour cette raison que le multiplexage, but-à fait annexe sur le plan théorique, est d'une grande importance sur le plan pratique et sur le plan économique.

Ce chiffre d'affaires réalisé dans le domaine des équipements multiplex est considérable, comparativement à celui de l'industrie électronique en général.

✓ B) - PRINCIPE :

A partir de signaux élémentaires  $s_i(t)$ , ( $i=1, \dots, n$ ) à transmettre, on forme un signal  $S(t)$  appelé signal multiplex, et c'est ce signal  $S(t)$  que l'on transmet sur une voie de caractéristiques convenables. La formation de  $S(t)$  est faite selon une loi réversible de telle sorte qu'à la réception on puisse faire l'opération inverse ou démultiplexage qui consiste à retrouver les signaux élémentaires  $s_i(t)$  à partir de  $S(t)$ .

.../...

Il existe 2 sortes de multiplexage : le multiplexage en fréquence et le multiplexage dans le temps ou temporel.

Tout en donnant une définition sommaire du multiplexage en fréquence, nous nous bornerons à l'étude du multiplexage temporel que nous utiliserons dans notre cas pratique ( transmission numérique)

### 1) Multiplexage en Fréquence :

Il consiste à former à partir de signaux élémentaires  $s_i(t)$  à spectre limité ( $S_i(f) < \Delta f \ V_i$ ), des signaux multiplex élémentaires  $S'_i(t)$  tels que leur spectre  $s'_i(f)$  occupe la bande passante du canal de transmission de façon uniforme sans jamais se recouvrir. On forme ensuite  $S(t) = \sum_{i=1}^n s'_i(t)$  que, l'on transmet.

A la réception on sépare les  $s'_i(t)$  par filtrage puis on effectue l'opération de transformation  $s'_i(t)$  en  $s_i(t)$  de façon à retrouver les signaux élémentaires.

C'est cette dernière transformation qui caractérisera le type du multiplexage en fréquence :

Exemple : Si cette transformation est une : -M.A. on a un multiplexage en fréquence par M.A. - M.F. on a un multiplexage en fréquence par M.F. -

### 2) Multiplexage Temporel :

Le signal élémentaire  $s_i(t)$  est transmis à des instants discrets pendant un intervalle de temps bien déterminé.

On supposera toujours que le signal  $s_i(t)$  élémentaire à transmettre est de spectre limité ( $s_i(f) < \Delta f \ V_i$ ) on échantillonne l'amplitude de chaque signal élémentaire  $s_i(t)$  régulièrement au rythme de Nyquist soit toutes les  $\frac{1}{2 \Delta f}$  secondes.

'.../...

Pendant cette durée on obtient n échantillon, un échantillon pour chaque signal élémentaire.

On forme le signal multiplex S(t) en émettant successivement ces n échantillons dans l'ordre des signaux élémentaires en les espaçant chacun de  $\tau = \frac{1}{2n\Delta f}$ .

Si on considère que chaque signal élémentaire  $s_i(t)$  possède un signal multiplex  $s'i(t)$  alors :

$$s'i(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \delta(t - jn\tau - j\tau) s_i(t)$$

et le signal multiplex sera :

$$S(t) = \sum_{i=1}^n s'i(t)$$

REMARQUE : La fréquence d'échantillonnage résultante étant de  $2n\Delta f$  la largeur de bande occupée sera la largeur de bande initiale multiplié par n.

(VOIR FIGURE 18 )

Le signal multiplex S(t) n'est pas généralement transmis sur la voie en P.A.M., le plus souvent on réalise avant émission un transcodage P.A.M./P.C.M. (ou P.P.M. ou P.D.M.). A la réception on trouve un démodulateur P.C.M./P.A.M. (ou P.P.M./P.A.M.) ( voir partie modulation démodulation paragraphe codage-décodage).

Les échantillons P.A.M. sont alors aiguillés dans leur ordre d'arrivée et successivement sur les voies correspondantes.

Sur chaque voie un filtre passe bas de largeur  $\Delta F$  permet de régénérer les signaux élémentaires  $s_i(t)$

(VOIR FIGURE 19 )

.../...

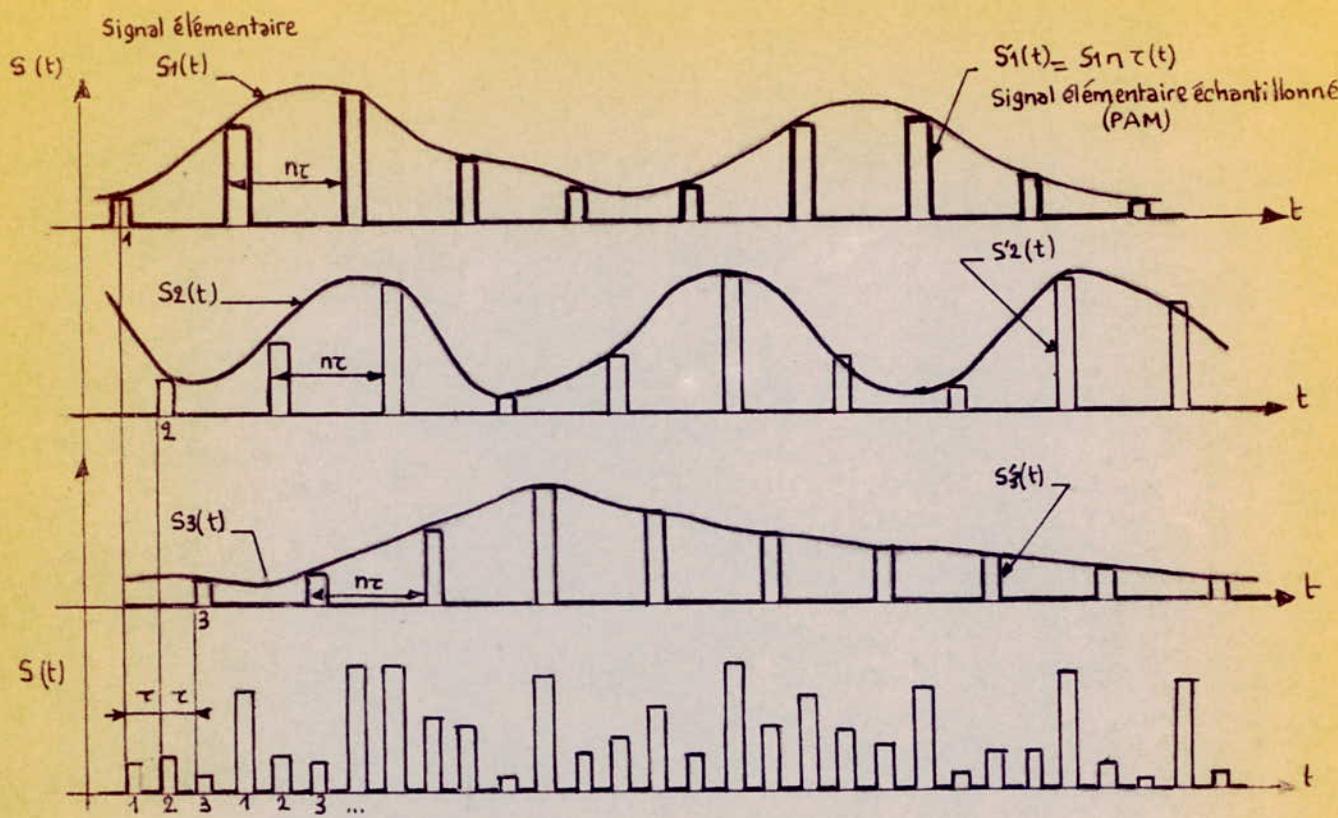


Figure 18 - Multiplexage temporel de trois signaux élémentaires .

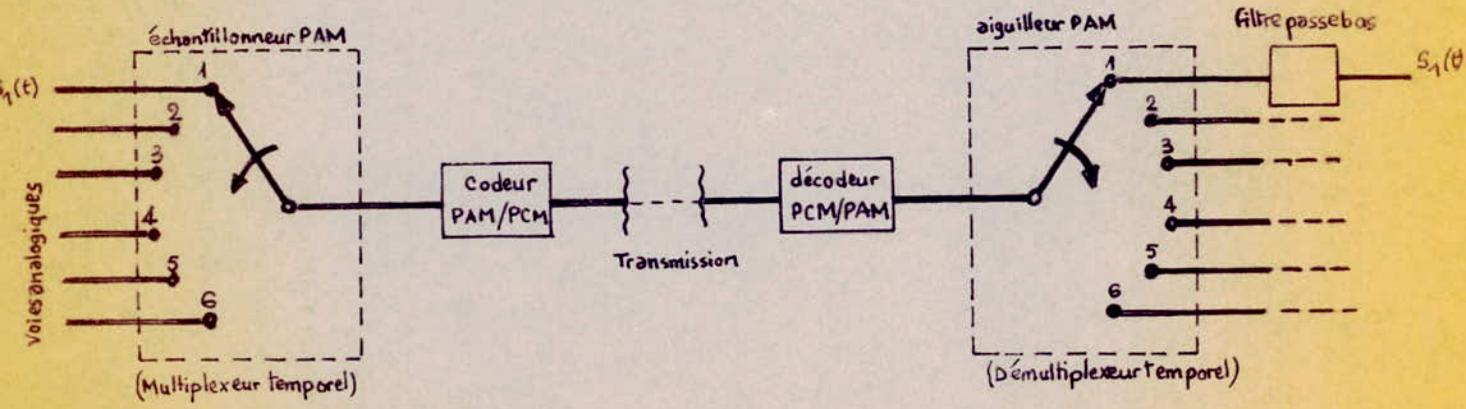


Figure 19 - Principe du multiplexage temporel avec transcodage PAM/PCM et vice-versa.

Le multiplexage temporel est très souple. Du point de vue de la réalisation, il nécessite côté émetteur et récepteur des organes de repérage du temps ( compteurs, horloges, retards) ainsi qu'une synchronisation de ces organes à l'émission et à la réception. Il comporte également les organes d'aiguillage ( portes logiques, circuits à seuil, etc...) qui permettent d'effectuer en même temps que le multiplexage, des opérations d'acheminement ( commutation temporelle).

### COMMUTATION TEMPORELLE:

On dispose dans le commutateur d'un ensemble d'organes qui échantillonne les voies entrantes à la cadence de NYQUIST et qui les multiplexe temporellement sur une voie unique. Cette voie unique est ensuite connectée séquentiellement aux différentes voies sortantes. La séquence est choisie de telle sorte que les impulsions échantillonnées sur la voie i entrante, soient transférés sur la voie j sortante du destinataire. C'est la façon dont on organise cette séquence de transfert qui réalise en fait l'aiguillage de l'information. -

Ce qui caractérise une communication entre deux correspondants donnés ce sont les instants d'échantillonnage de la voie entrante et de transfert sur la voie sortante.

Donc des communications distinctes sont caractérisées par des instants d'échantillonnage et de transfert distincts. -

LA MODULATION ET LA DEMODULATION :

La modulation et la démodulation ( opération inverse) peuvent être définies de plusieurs façons.

En effet, la modulation ne peut être mieux définie que par les buts de son existence. Ce point de vue pratique dégage un sens restreint et un sens élargi au terme "modulation".

POURQUOI MODULER ?

Un message est fait pour être transmis. Si l'on choisit des moyens électroniques pour réaliser l'émission, la modulation consiste à faire passer le message de sa forme primaire à une pratique électrique et propre à être émise et reçue. Cette dernière condition porte en elle le sens strict comme le sens large du terme modulation. -

Au sens strict, on module pour les raisons suivantes , entre autres :

1) Pour amener le message dans le domaine radio-électrique. En effet, l'efficacité d'une part, et la faisabilité d'autre part, des aériens des sources de puissance et des détecteurs imposent leur fonctionnement dans une région de l'axe des fréquences qui a peu de chances d'être précisément celle qui contient le spectre du message brut.

En général, d'ailleurs, ce dernier comporte des fréquences trop basse. Il faudra alors " monter en fréquence".

Cette obligation vaut surtout pour les liaisons sans fil.

2) Pour améliorer les effets du bruits ou du brouillage :

En effet le bruit de transmission s'exerce sur le message modulé et son effet sur le message reconstitué au niveau du receptrer dépend beaucoup de la modulation employée. On cherchera toujours à diminuer l'action du bruit grace à l'emploi d'une modulation créant de la redondance. -

.../...

3) Pour diminuer ou augmenter la bande de fréquence occupée cela revient à réduire ou à augmenter alors la redondance.

Mais on peut également être amené à augmenter ( ou diminuer ) la bande pour augmenter la puissance émise, c'est-à-dire la portée. -

4) Pour diminuer la bande relative  $\frac{\Delta F}{F} = 2 \frac{F_2 - F_1}{F_2 + F_1}$

Sachant que bien des sous-ensembles électroniques sont plus simples à construire pour des bandes relatives de fonctionnement étroites, on voit que l'on a intérêt à "monter en fréquence" cette raison est a distinguée des raisons purement radio-électrique. -

Au sens plus large, la modulation ( démodulation) comprendra toutes les techniques de " préparation du signal " et leurs complémentaires celles de " détection du signal".

Dans notre cas, le signal à transmettre étant déjà codé la modulation a pour rôle d'établir une correspondance entre les différents niveaux du signal électrique codé des états d'amplitude, de fréquence et de phase d'une sinusoïde porteuse, d'où les différentes méthodes appliquées pour moduler une onde porteuse à l'aide d'un signal modulé pour impulsion et codage (PCM) dans la bande de base :

- Les modulations d'amplitude : A.M. COHERENT OU INCOHERENT
- LES modulations de phase : F.S.K. " ou "
- Les modulations de fréquence: P.S.K. COHERENT

Nous allons maintenant faire une très brève étude sur la théorie statistique de la detection et de la décision. Pour cela nous définirons une probabilité moyenne d'erreur par bit (Pem) dans le cas d'une transmission binaire ( 0 ou 1 ).

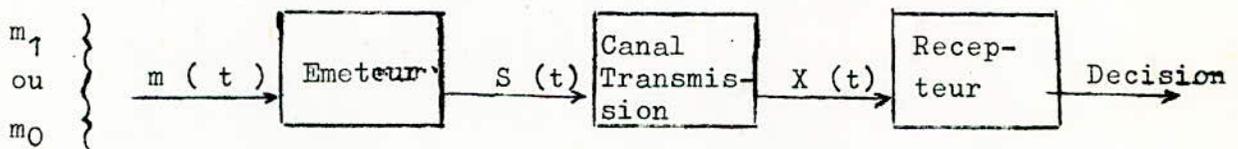
.../...

POSITION DU PROBLEME :

Soit un message  $m(t)$  fourni par une source d'information. Dans le cas d'une transmission binaire, l'opération de codage d'émission ( ou modulation ) fait correspondre à chaque message ( bit )  $m(t)$  un signal  $S(t)$  on notera -

$$\begin{aligned} m_1 ( 1 ) &\longrightarrow S_1 ( t ) && 0 \leq t \leq T \\ m_0 ( 0 ) &\longrightarrow S_0 ( t ) && 0 \leq t \leq T \end{aligned}$$

Le signal émis  $S(t)$  est perturbé par du bruit  $n(t)$  lors de sa transmission sur le canal.



Finalement à la réception, on dispose d'un signal  $X(t)$ , différent de  $S(t)$ . Si le bruit est additif et quelconque. Alors  $X(t) = S(t) + n(t)$ .

Si l'on désigne par :

- $H_1$  = Hypothèse  $\vec{S}_1$  émis
- $P_1$  = probabilité { erreur si hypothèse  $H_1$  exacte }  
 $= \int_{D_0} P(\vec{X} / H_1) d\vec{X}$

ou  $D_0$  représente le domaine dans lequel le récepteur décide  $\vec{S}_0$  reçu

$$\frac{N_0}{2} \left\{ \begin{array}{l} \text{densité spectrale de puissance de } n(t) \\ \text{de } f = -\infty \text{ à } f = +\infty \end{array} \right.$$

.../...

- E : énergie du signal S ( t )

- ρ : coefficient de corrélation

$$\rho = \frac{1}{E} \int_0^T s_1(t) s_0(t) dt.$$

Si S<sub>1</sub> ( t ) et S<sub>0</sub> ( t ) sont équiénergétiques ( E<sub>0</sub> = E<sub>1</sub> = E ) et

P<sub>0</sub> = P<sub>1</sub> = P<sub>em</sub> alors la probabilité moyenne d'erreur est :

$$P.e.m = \frac{1}{2} \left[ 1 - \theta \left( \sqrt{\frac{E}{2 N_0}} (1 - \rho) \right) \right]$$

$$\text{avec } \theta(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

A) - APPLICATION DE CETTE THEORIE AUX DIFFERENTES METHODES DE MODULATION :

1) Cas où les Signaux S<sub>1</sub> ( t ) et S<sub>0</sub> ( t ) sont parfaitement connus du récepteur -

a) Inversion de phase ( P.S.K. ou modulation de fréquence cohérente )

Les signaux S<sub>1</sub> ( t ) et S<sub>0</sub> ( t ) utilisés pour transmettre les bits sont les suivants :

$$S_1(t) = A_0 \sin 2 \pi f t \quad A_0 \text{ et } f \text{ donnés } 0 \leq t \leq T$$

$$S_0(t) = A_0 \sin ( 2 \pi f t + \pi ) = -S_1(t)$$

Dans ce cas nous avons un système optimal de signaux car l'argument de la fonction θ est maximum pour ρ = - 1 c'est-à-dire S<sub>1</sub> ( t ) = - S<sub>0</sub> ( t ) ( signaux antipodaux ).

.../...

$$P.e.m. = \frac{1}{2} \left[ 1 - \theta \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right) \right]$$

b) Déplacement de fréquence ( F.S.K. ou mod. de fréquence cohérente.)

$$S_1 ( t ) = A_0 \sin 2 \Pi f_1 t \quad 0 \leq t \leq T \quad A_0, f_1 \text{ données}$$

$$S_0 ( t ) = A_0 \sin 2 \Pi f_0 t \quad 0 \leq t < T \quad A_0, f_0 \text{ données}$$

En pratique on limite les spectres de chacun des signaux et l'on s'assure que les transformées de fourrier de  $S_1 ( t )$  et  $S_0 ( t )$  ( $S_1 ( f )$  et  $S_0 ( f )$ ) ne se recouvrent pas. Il est évident alors que  $S_1 ( t )$  et  $S_0 ( t )$  sont orthogonaux ( $\rho = 0$ )

$$P.e.m. = \frac{1}{2} \left[ 1 - \theta \sqrt{\frac{E}{2 N_0}} \right]$$

On constate que toutes choses égales par ailleurs, la modulation de fréquence conduit à des performances inférieures à la modulation de phase et qu'il faut un rapport  $\frac{E}{N_0}$  deux fois plus grand en F.S.K. pour obtenir les mêmes performances qu'en P.S.K. -

c) Modulation d'amplitude par tout ou rien ( A.M. Cohérent ) :

$$S_1 ( t ) = A_0 \sin 2 \Pi f t \quad 0 \leq t \leq T \quad A_0 \text{ et } f \text{ données}$$

$$S_0 ( t ) = 0$$

$$P.e.m. = \frac{1}{2} \left[ 1 - \theta \sqrt{\frac{\left( \frac{E_1}{4N_0} \right)}{\left( \frac{E_1}{4N_0} \right)}} \right]$$

$$E \text{ Moyen} = \frac{E_1}{2}$$

.../...

Le résultat trouvé semble a priori équivalent à celui de la modulation de fréquence : il n'en est rien car l'énergie moyenne émise est 2 fois plus faible qu'en modulation de fréquence. Si l'on raisonne à énergie émise moyenne constante, cette modulation est aussi performante que la modulation de fréquence.

Si l'on raisonne à énergie crête ( ou puissance crête ), constante cette modulation est moins performante que la modulation de fréquence.

2) Cas où les Signaux  $S_1 ( t )$  et  $S_0 ( t )$  reçus sont à paramètres aléatoires -

En effet, en pratique, la connaissance exacte des signaux  $S_1 ( t )$  et  $S_0 ( t )$  ne peut pas toujours être réalisée, soit parce-que les signaux fournis par l'émetteur conservent certains paramètres aléatoires ( par exemple : phase aléatoire de la porteuse ) soit parce-que le canal de transmission modifie de façon aléatoire les signaux transmis ( amplitude aléatoire : phénomènes de fading etc...).

EXEMPLE : Soit 2 signaux à phase aléatoire :

$$S_1 ( t ) = A_1 ( t ) \cos ( 2\pi f_1 t + \theta ) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$S_0 ( t ) = A_0 ( t ) \cos ( 2\pi f_0 t + \theta ) \quad 0 \leq t \leq T$$

$A_1 ( t )$ ,  $A_0 ( t )$ , les paramètres  $f_1$  et  $f_0$  sont supposés donnés et connus du récepteur,  $\theta$  est une variable aléatoire que nous supposons constante mais inconnue pendant la durée  $T$  du signal et dont la valeur varie d'un signal à l'autre. Nous supposons aussi que la variable aléatoire  $\theta$  est de densité de probabilité uniforme entre 0 et  $2\pi$ . -

La réception de tels signaux est dite " réception incohérente " par opposition à la réception de signaux connus parfaitement qui est dite " cohérente ". -

.../...

Dans le cas où les signaux  $S_1(t)$  et  $S_0(t)$  sont équiprobables et équienergetique la probabilité moyenne d'erreur pourra s'écrire :

$$P.e.m = \frac{1}{2} \exp: \left\{ -\frac{E}{2N_0} \right\}$$

### APPLICATIONS :

1) Déplacement de fréquence : F.S.K. ( réception incohérente )

$$S_1(t) = A \cos(2\pi f_1 t + \theta) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$S_0(t) = A \cos(2\pi f_2 t + \theta) \quad 0 \leq t \leq T$$

La formule de P.e.m précédente est alors directement applicable.

2) Modulation d'amplitude par tout ou rien :

A.M. ( réception incohérente )

$$S_1(t) = A_0 \sin(2\pi f t + \theta) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$S_0(t) = 0 \quad 0 \leq t \leq T$$

Les signaux utilisés ne sont pas équienergetiques, il en résulte que bien que les signaux soient équiprobables, le seuil de detection n'est pas nul. Ce seuil est fonction de  $\frac{E}{N_0}$ , il devra être modifié en fonction des variations de niveau du signal et de niveau du bruit. Cette servitude est très gênante et fait que la modulation d'amplitude, malgré sa simplicité, est très rarement utilisée. Pem peut être calculée mais ne s'exprime pas à l'aide de fonctions usuelles ; sa variation en fonction de  $\frac{E}{N_0}$  est tracée sur le graphique de la figure 20 -

.../...

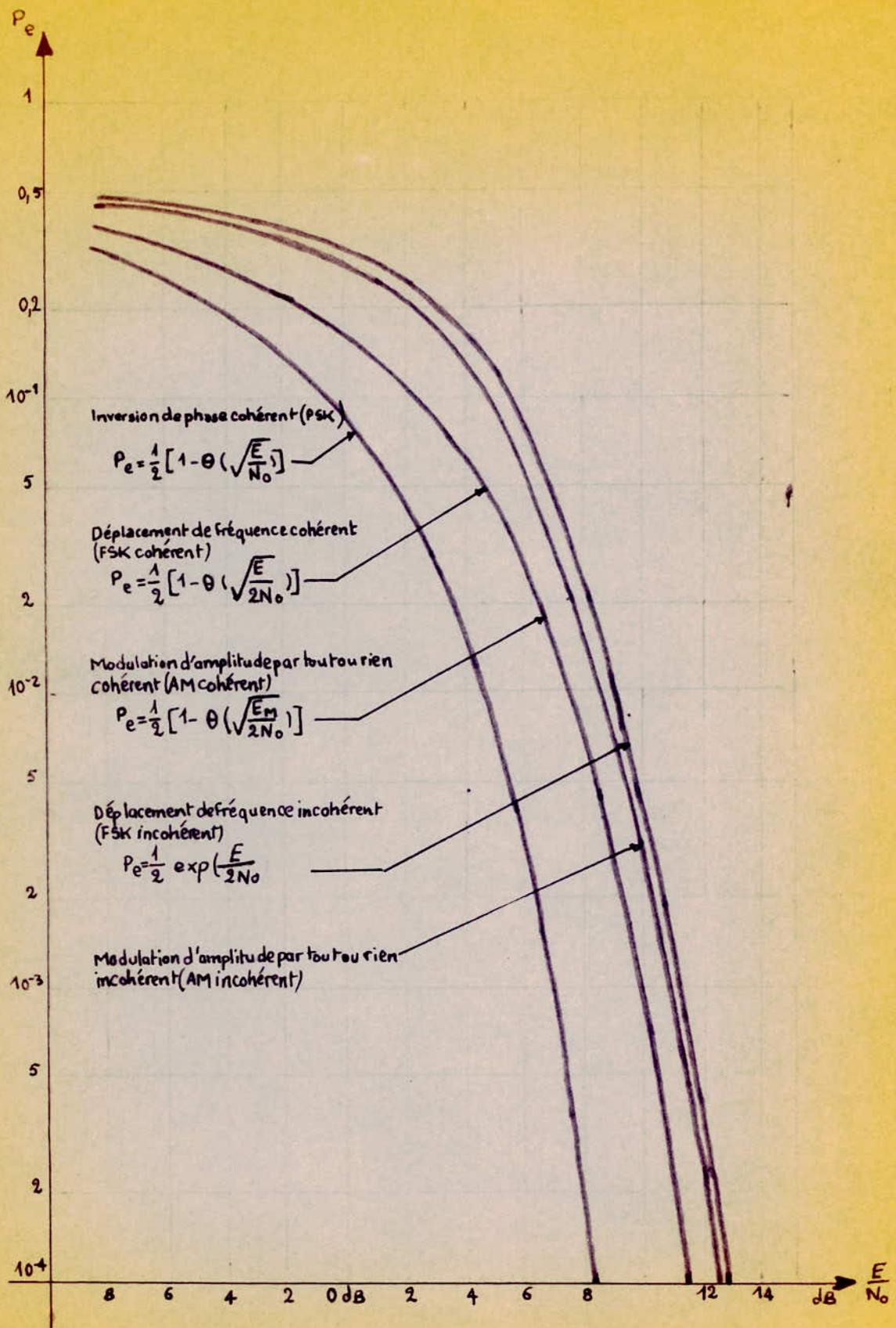


Figure 2.0 - Comparaison des performances obtenues avec les principaux types de modulations utilisés en transmission numérique.

B) - ETUDE COMPARATIVE GRAPHIQUE DES DIFFERENTS TYPES DE MODULATION ( LES SIGNAUX SONT SUPPOSES EQUIPROBABLES ) -

Le tracé graphique, des courbes des différents mode de modulations, représente la variation de la Pem en fonction de  $\frac{E}{N_0}$  .

Si on examine ces courbes on constate :

- 1) Que le P.S.K. est supérieur aux autres types de modulations, il a l'inconvénient de nécessiter la connaissance exacte de la phase de référence à la réception.
- 2) Que les modulations " cohérents " F.S.K. et A.M. inférieures au P.S.K. sont supérieures aux modulations " incohérente " F.S.K. et A.M. La différence de performances est surtout sensible pour les faibles valeurs de  $\frac{E}{N_0}$  . Pour les fortes valeurs de  $\frac{E}{N_0}$  , les performances obtenues sont pratiquement identiques.

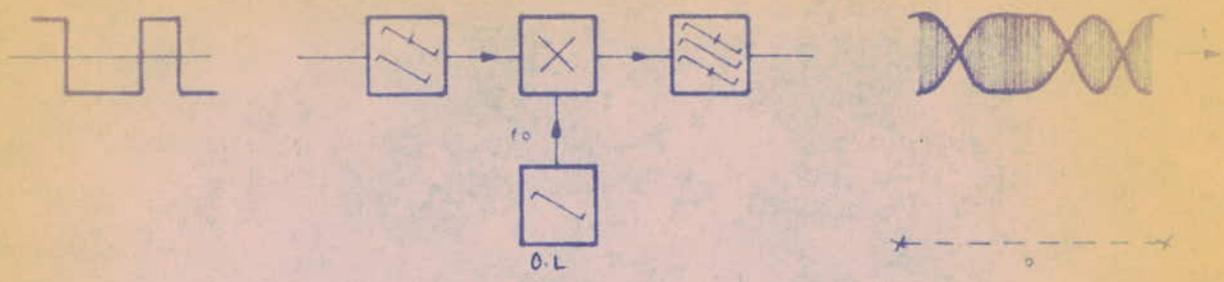
CONCLUSION : L'emploi d'une réception cohérente, qui nécessite une référence de phase à la réception, ne se justifie donc que lorsque le bilan du canal de transmission est critique et que l'augmentation de E " coute plus cher " que l'inevitable complication des matériels qui résulte de l'établissement d'une référence de phase : cas de liaisons spatiale.

Dans un but d'approfondir un peu plus l'étude de la modulation démodulation nous allons étudier la modulation la plus performante en l'occurrence la modulation de phase ou P.S.K. cohérent. -

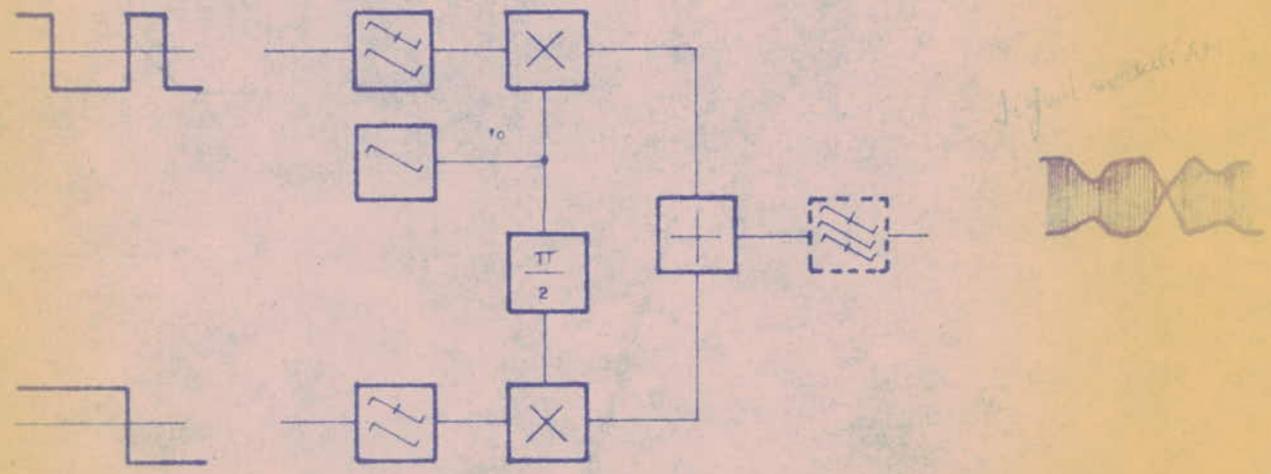
c) Etude Théorique du P.S.K. dans le cas des faisceaux HERTZIENS  
Numériques :

On utilise principalement la modulation à saut de phase, à deux ou quatre phases dont la Figure 21 décrit la réalisation la plus usuelle. -

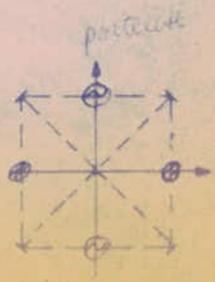
.../...



Modulation à deux phases



*Lequel est en*



$\otimes \}$  → états porteurs

Modulation à quatre phases

Dans un modulateur à deux phases, le signal numérique **symétrisé** inverse ou non la phase d'une fréquence porteuse, au moyen d'un modulateur en anneau ( fonction multiplicateur). Ce processus est équivalent à une modulation par tout ou rien, avec porteuse supprimée.

On réalise un modulateur à quatre phases en modulant en deux phases deux porteuses en quadrature pour deux signaux numériques indépendants mais à transitions synchrones.

Les deux types de modulation sont des cas particuliers de la modulation d'amplitude à  $2^n$  niveaux de deux porteuses en quadrature ( Figure 22 ) -

Toutes ces modulations sont linéaires si la puissance du **signal** modulant est faible devant celle de la porteuse, au niveau des modulateurs en anneau.

L'enveloppe du signal modulé est alors proportionnelle à l'amplitude de signal modulant et il revient au même de limiter le spectre par un filtre passe bande à la sortie du modulateur ou par deux filtres passe bas aux entrées. -

La Figure 23 représente une modulation de phase à  $2^{2n}$  phases, obtenue au moyen de lignes de transmission de longueur calibrées donnant lieu à un déphasage de 0 ou  $\pi$ , 0 ou  $\frac{\pi}{2}$  etc... selon l'état de conduction de la diode associée.

.../...

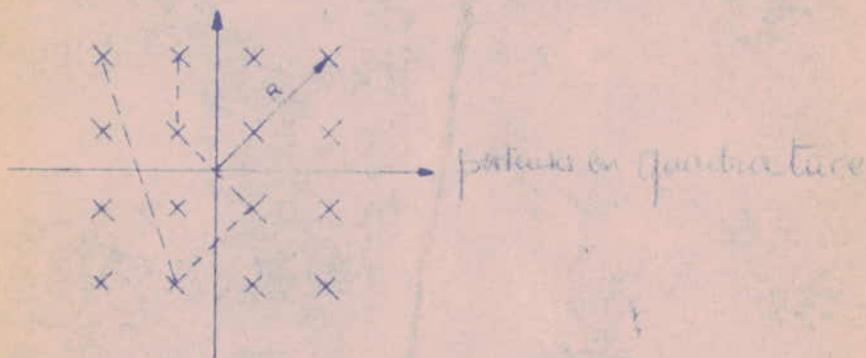
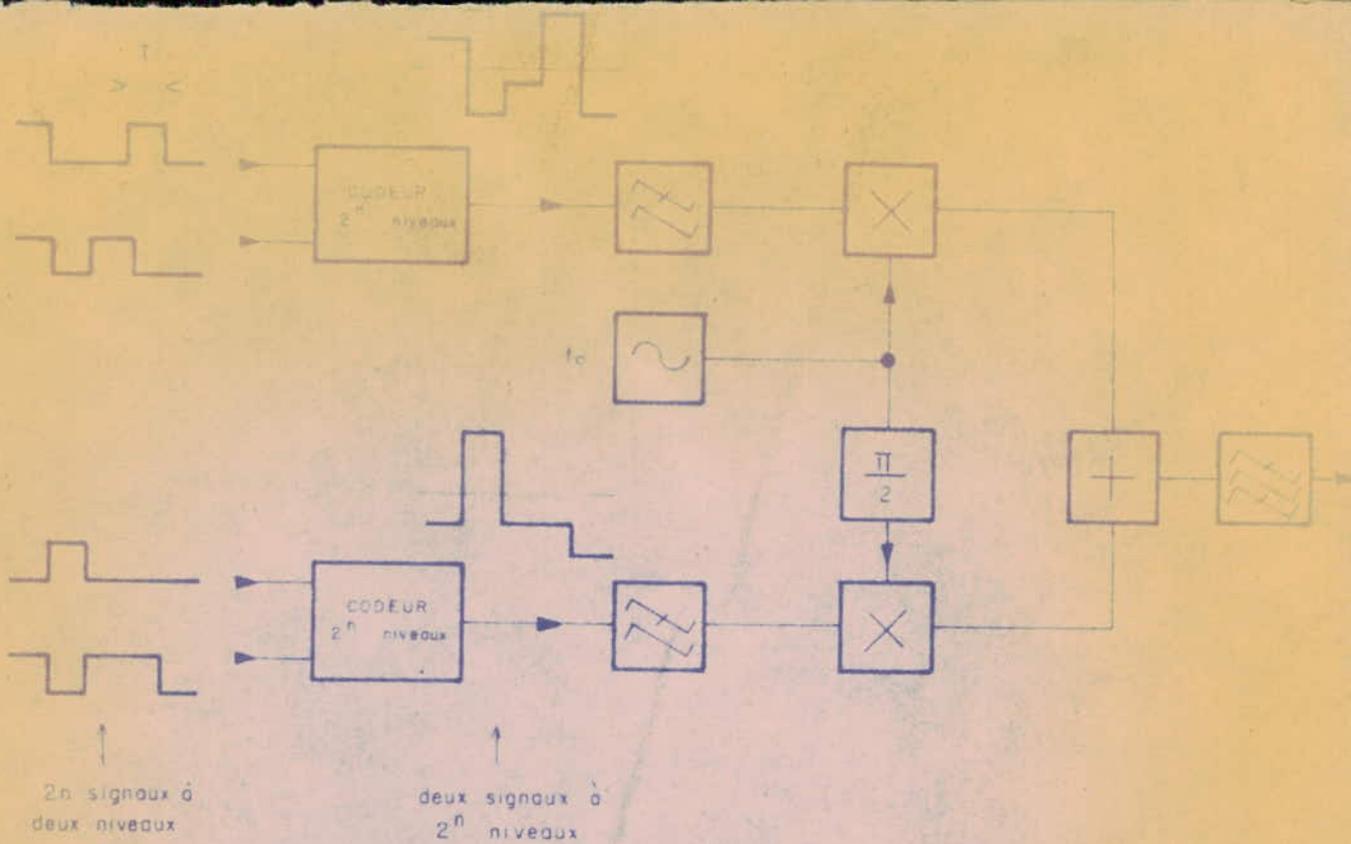
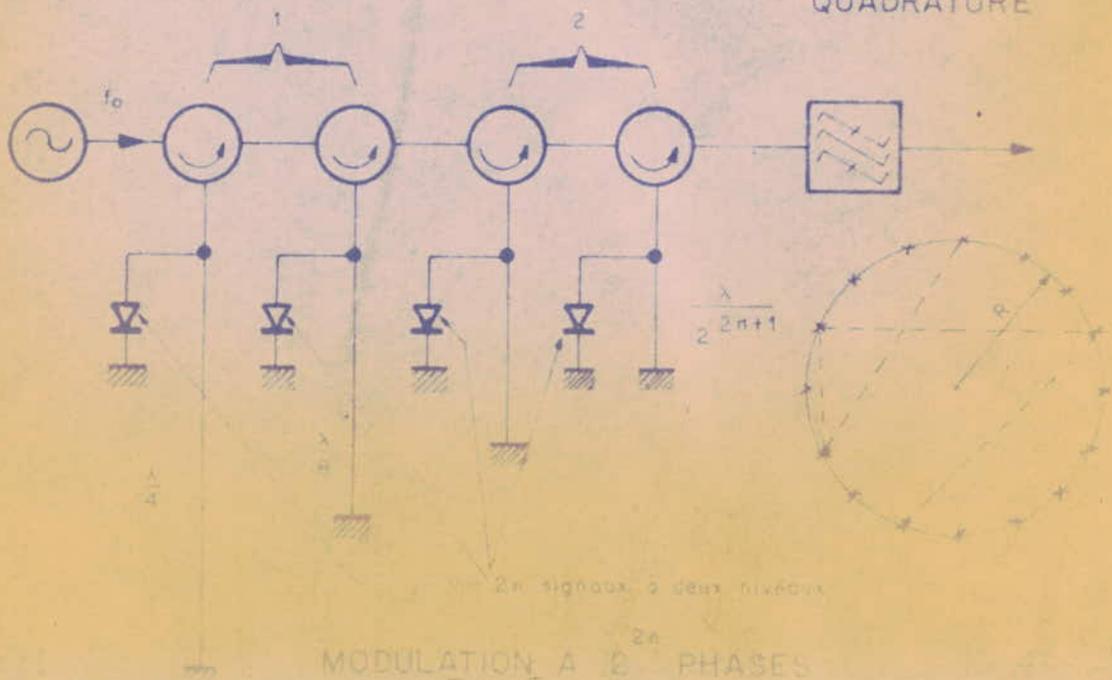


Figure 22 MODULATION D'AMPLITUDE A  $2^n$  NIVEAUX DE DEUX PORTEUSES EN QUADRATURE



Les  $2n$  diodes sont commandées par tout ou rien par  $2n$  signaux binaires indépendants ( on peut également réaliser ce type de modulation au moyen de modulateurs en anneau). -

En supposant des signaux binaires aléatoires à l'entrée ou aux entrées de tous ces modulateurs, le spectre de l'onde modulée est le même et a une densité de puissance en  $(\frac{\sin x}{x})^2$  ( cf. Fig. )

avec  $x = \pi ( f - f_0 ) T$ ,  $T$  étant la durée du symbole.

On montre que la bande passante minimale, dite de Nyquist, nécessaire pour réaliser une modulation sans erreur est égale à  $\frac{1}{T}$

(  $\frac{1}{2T}$  pour un filtre passe-bas ).

La modulation à deux phases peut donc transmettre, à la limite, un débit d'information numérique de  $\frac{1}{T}$  bits/s dans une bande passante HF de  $\frac{1}{T}$ , soit un débit de 1 bit/seconde par Hertz de bande passante.

On dit, d'une manière équivalente, qu'elle utilise un bit par symbole.

La modulation à quatre phases permet un débit d'information double, deux bits par symbole. -

Les modulations de la figure ( ) donnent un débit de  $2n$  bits par symbole, les figures étant dessinées pour  $n = 2$  soit quatre bits par symbole. -

.../...

Sur les figures . et , les croix représentent les états vectoriels possibles du signal à l'instant de décision ( milieu du symbole), et les tirets le lieu du sommet du vecteur. Ce lieu est constitué par des segments de droite, décrits à une vitesse d'autant plus faible que le filtrage est plus étroit. -

On remarque que pour  $n \gg 2$  , l'amplitude du signal aux instants de décision ne prend pas toujours la même valeur, dans le cas de la modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature. Cette modulation est donc sensible à la distorsion non linéaire des amplificateurs ou des mélangeurs d'émission, et à la conversion amplitude phase, d'autant plus que  $n$  est grand.

Elle est par contre plus résistante au bruit ; en effet, pour une puissance de crête  $R^2$  supposée égale pour les deux modulations de la figure ( ), la résistance au bruit est proportionnelle à la distance entre les croix :  $\frac{2R/\sqrt{2}}{2^n - 1}$  pour la modulation d'amplitude à

$2^n$  niveaux,  $2R \sin \frac{\pi}{2^{2n}}$  pour la modulation à  $2^{2n}$  phases

soit un gain de :

$$- 20 \text{ Log } \sqrt{2} ( 2^n - 1 ) \sin \frac{\pi}{2^{2n}} \quad \text{en faveur}$$

de la modulation d'amplitude et égal à

0 dB pour  $n = 1$

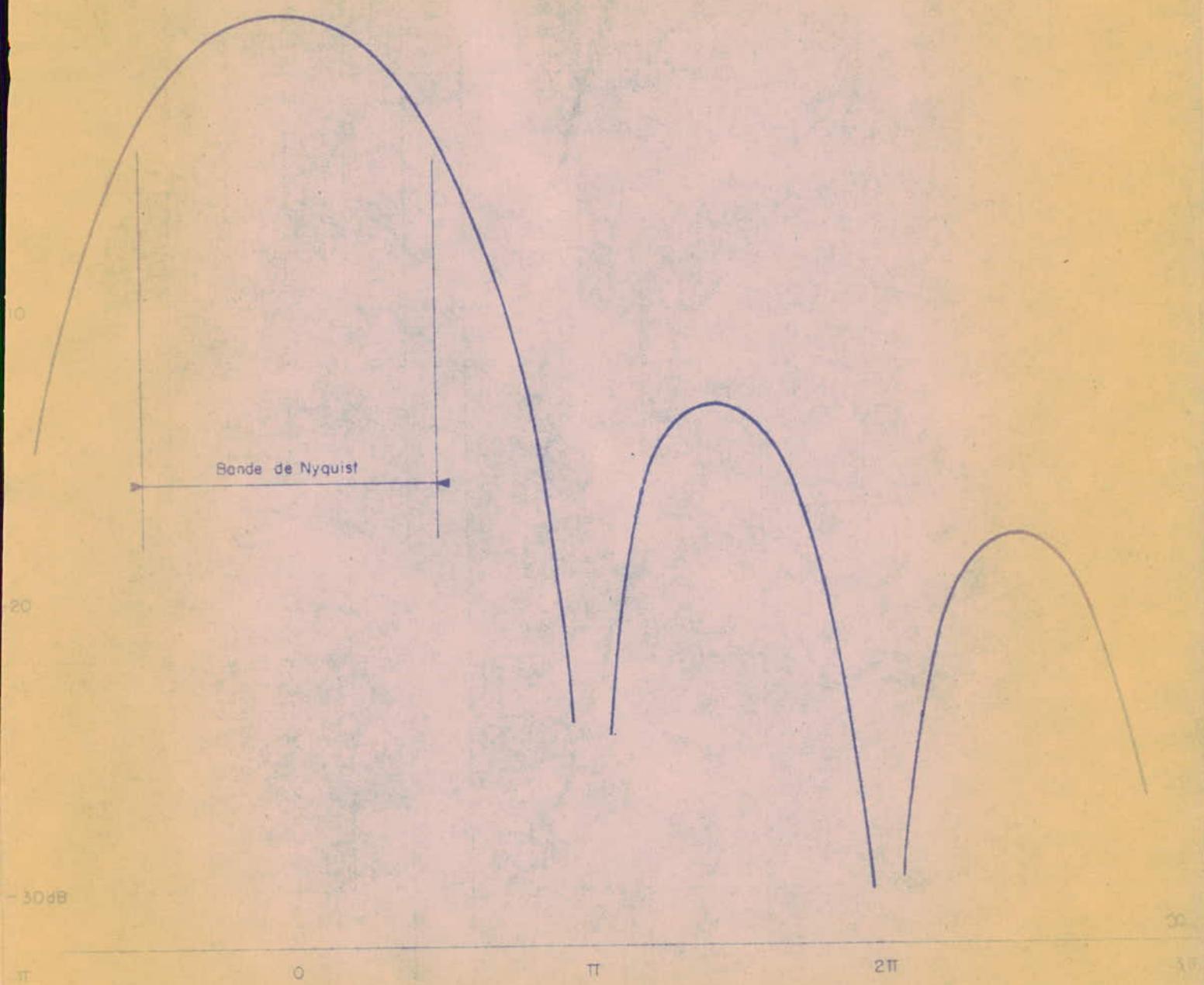
1,6 dB pour  $n = 2$

6,3 dB pour  $n = 3$

etc...

.../...

$$20 \text{ Log} = \frac{\sin \omega}{\omega}$$



SPECTRE D'UNE ONDE MODULEE PAR SAUT DE PHASE OU D'AMPLITUDE

D) - CONSTITUTION DES MODEMS ( MODULATEUR, DEMODULATEUR )

- Types de Modulation :

Le choix du système de signaux  $S_1(t)$  et  $S_0(t)$  est fait en fonction de la simplicité de réalisation et de mise en oeuvre du modulateur d'émission et du démodulateur de réception. -

Comme on a vu précédemment les modulations les plus usitées sont :

- Les A.M. ( cohérent ou incohérent )
- Les F.S.K. ( cohérent ou incohérent )
- Le P.S.K.

- Detecteur :

Le récepteur démodulateur sera dérivé d'un récepteur théorique optimum ou sous optimum.

Un compromis cout-efficacité nous conduit presque toujours à utiliser des récepteurs sous-optimaux plus simple que les récepteurs optimaux. -

- Synchronisation :

L'ensemble modulateur, démodulateur doit comporter une horloge donnant une référence de temps unique.

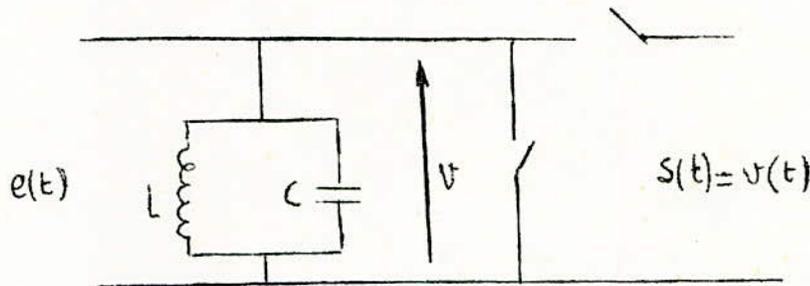
- Référence de phase :

L'ensemble modulateur, démodulateur doit comporter un système fournissant une référence de phase à l'émission et à la réception lorsque la transmission est cohérente. -

.../...

1) Detecteurs :

La réalisation de filtre adaptés ( ou de corrélateurs ) n'est pas toujours d'une grande complexité. Par exemple dans le cas de la M.A. par tout ou rien, le filtre adapté est constitué par un circuit oscillant associé à 2 interrupteurs -



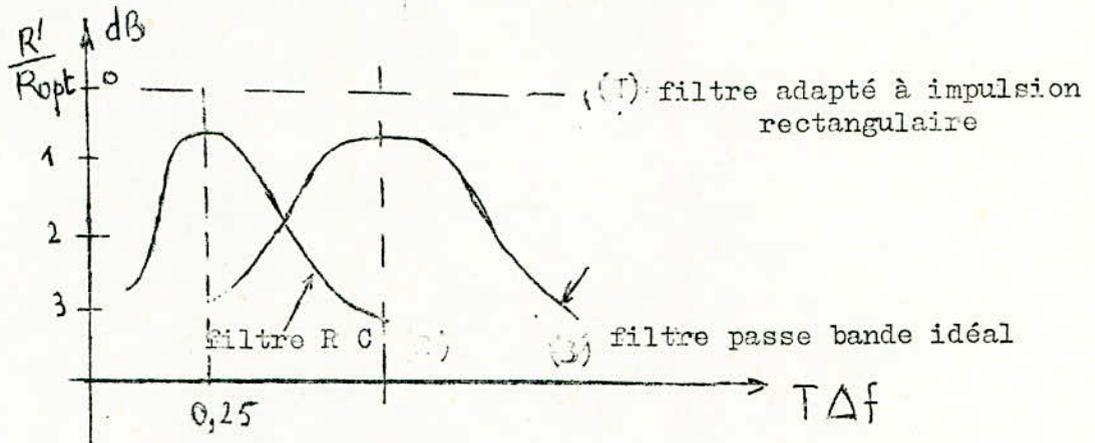
Mais lorsque les signaux  $S_1(t)$  et  $S_0(t)$  ont des formes relativement complexes, la réalisation pratique se complique très sensiblement. C'est pour cela que la plupart du temps on utilise des filtres ou récepteurs sous optimaux, qui ont des performances légèrement inférieures à celle du filtre adapté mais qui sont de réalisation beaucoup plus facile et moins coûteuse. -

Si nous considérons l'exemple d'une impulsion rectangulaire de durée  $T$ , et d'un bruit blanc, additif gaussien.

Le filtre optimum est un simple intégrateur. Comparons les performances de ce filtre avec celle obtenues avec des filtres sous-optimaux tels que le filtre R.C. classique ou le filtre passe-bas idéal. On peut calculer le rapport signal à bruit  $R_{opt}$  obtenu avec un filtre adapté au rapport signal à bruit  $R$  correspondant que l'on obtient avec des filtres sous-optimaux. Ces calculs ont été faits pour différentes valeurs de la bande passante  $2 F$  à  $3dB$  de ces filtres.

.../...

Les résultats obtenus sont représentés sur le graphique ci-dessous.



On constate que lorsque  $\Delta f$  varie  $R'$  passe par un maximum. Cela est dû au fait que lorsque  $f$  est petit le filtre laisse passer peu de signal et peu de bruit :  $R'$  est faible, Lorsque  $f$  augmente on laisse passer plus de signal et plus de bruit, mais la proportion du signal augmente plus rapidement que celle du bruit, on passe par un maximum de  $R'$  pour une certaine valeur  $f$ . Si  $f$  augmente encore, pratiquement tout le signal passe, alors que la quantité du bruit continue d'augmenter proportionnellement à  $f$ .  $R'$  décroît.

On constate de plus que si  $f$  est choisi de telle sorte que  $R'$  soit maximum, il en résulte une différence très petite égale ou inférieure à 1dB entre  $R_{opt}$  et  $R'$ . En pratique cette différence est négligeable dès que l'on transmet avec un rapport signal à bruit suffisamment élevé ( 15 à 20 dB comme c'est très souvent le cas).

En général, on n'utilisera que très rarement des filtres adaptés ( ou filtre de forme ). Le plus souvent on utilisera des détecteurs équivalents à des filtres sous-optimaux, dont les performances sont inférieures à celles du filtre adapté de 2 à 5 dB en moyenne.

.../...

Contrairement à la démodulation de signaux analogiques, la démodulation de signaux numériques n'exige pas la linéarité de la courbe de réponse, l'on se contentera seulement de courbes de réponses monotones. -

## 2) Bande Passante du Canal de Transmission :

Les signaux élémentaires  $S_1(t)$  et  $S_0(t)$  sont de durée limitée, donc leur spectre est théoriquement infini, mais l'on sait que l'amplitude du spectre décroît en tendant très rapidement vers zéro lorsque  $f$  tend vers  $+\infty$ , pour cela on pourra donc transmettre nos signaux sur un canal de bande limitée sans trop altérer la forme des signaux, à condition de faire un choix judicieux de la bande passante. -

En fait, sur le canal de transmission les signaux  $S_i(t)$  ne sont pas transmis isolément, mais à la suite les uns des autres toutes les  $T$  secondes. Ils forment donc une suite aléatoire de signaux élémentaires connus. Cette suite ou fonction aléatoire possède un spectre qui représente la façon dont la puissance émise se répartit en moyenne dans la bande du canal de transmission. Par exemple dans le cas de signaux F.S.K. (avec continuité de phase aux transitions), on obtient en fonction de l'indice de modulation  $m$ , les spectres représentés en fig. 24 (les signaux  $S_1(t)$  et  $S_0(t)$  sont supposés équiprobables). -

Les spectres obtenus sont également infinis, mais on constate à l'examen des graphiques que la puissance se trouve concentrée dans une bande de fréquence  $(f_0, f_1)$  et que cette concentration est plus ou moins parfaite selon la valeur de l'indice de modulation  $m$ .

.../...

Pour que la suite de signaux " passe bien ", il faut que le canal de transmission soit suffisamment large de façon que la plus grande partie possible du spectre de la suite de signaux puisse passer. A l'examen du graphique on constate par exemple pour  $m = 0,64$  que 79,2 % de la puissance est transmis dans  $F_0 \pm 0,8$  fs, et que 98,4 % l'est dans  $F_0 \pm 1,2$  fs.

On pourra donc limiter la bande passante du canal de transmission à 2,4 fs, si l'on admet que les 1,6 % de puissance ainsi perdus ne sont pas trop gênant et ne conduiront pas à une altération importante des signaux élémentaires. En général et suivant les usages on déterminera des bandes passantes à 90% de puissance à 95 %, à 99 % etc...

Le CC.I.T.T. recommande quant à lui de choisir une bande passante égale à 6 fs, soit 3 fois la cadence de t.

On remarquera qu'en F.S.K. plus l'indice de modulation  $m$  est élevé et plus le spectre est large. Pour  $m = 0,64$  le spectre est pratiquement uniforme dans la bande 2 fs et nul à l'extérieur de cette bande. Cette valeur correspond à une utilisation optimale de la bande passante. Le CC.I.T.T. recommande d'utiliser  $m = 0,66$ , valeur très proche de  $m = 0,64$ .

Si cette bande passante du canal de transmission doit être suffisamment large, il importe qu'elle soit cependant réduite pour les raisons suivantes :

- La bande de fréquence coûte chère et plus elle sera étroite, plus on pourra disposer d'un nombre élevé de canaux.

- La puissance de bruit qui s'ajoute à la réception au signal utile est d'autant plus élevée que la bande passante est grande ce qui impliquerait une probabilité d'erreur plus grande.

.../...

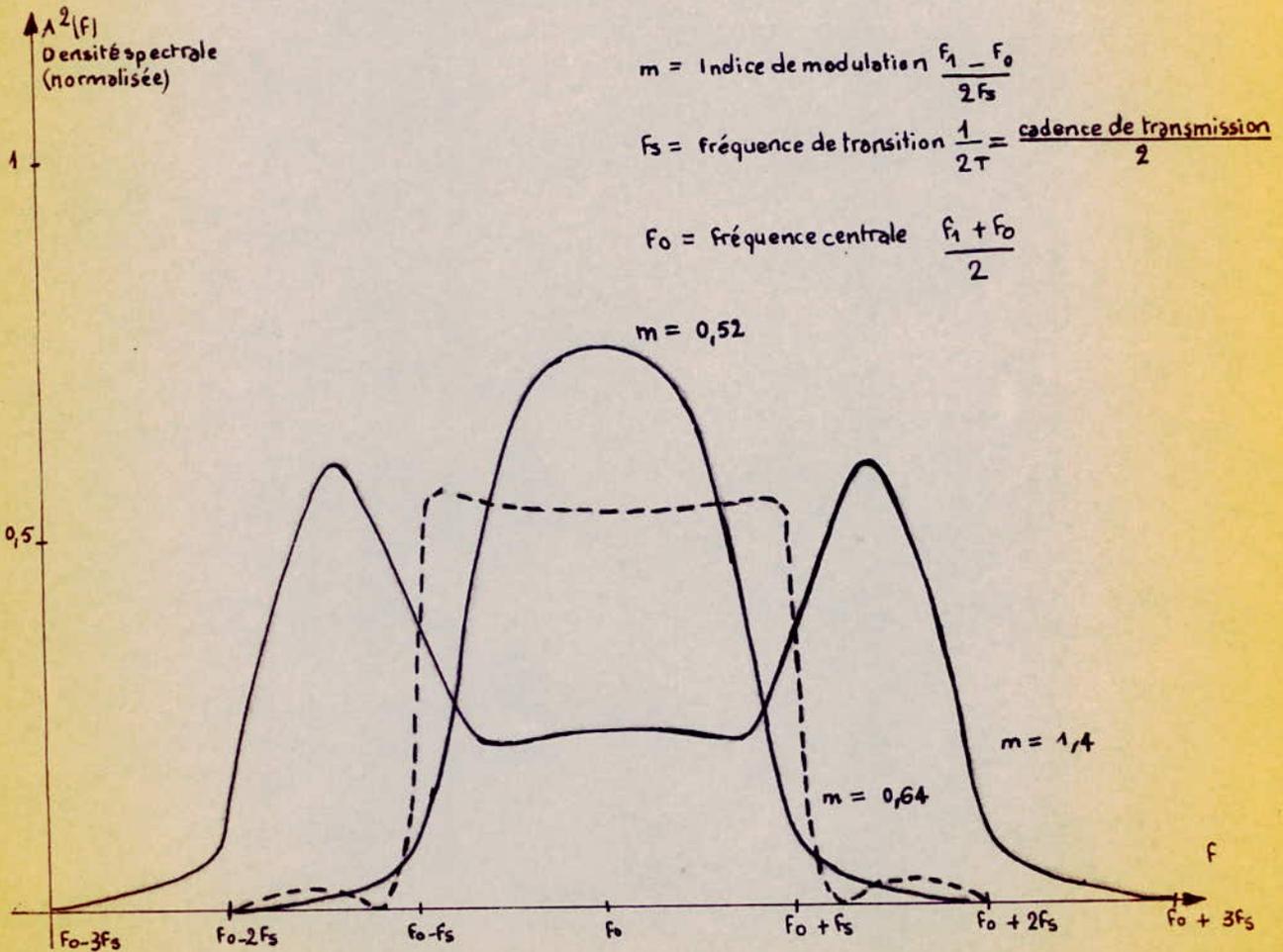
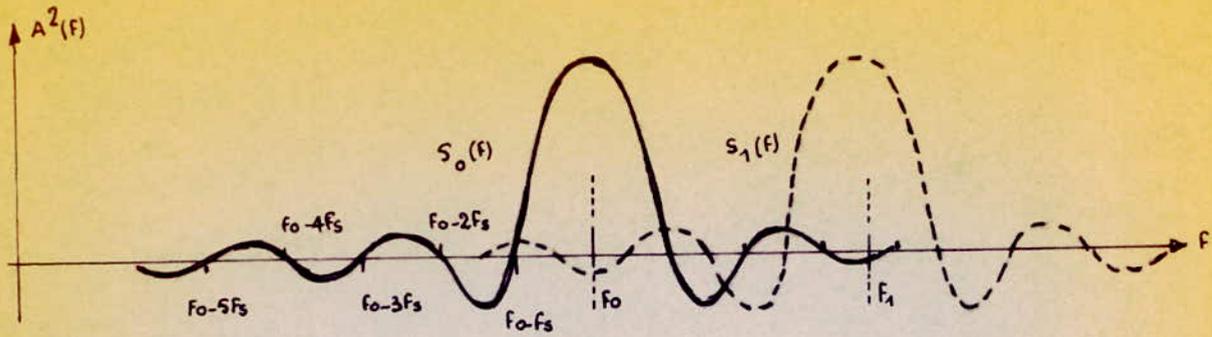


Figure 24 - Spectres d'une suite aléatoire de signaux FSK pour différentes valeurs de l'indice de modulation  $m$ .

$$S_0(t) = A \sin 2\pi f_0 t \quad 0 < t < T$$

$$S_1(t) = A \sin 2\pi f_1 t \quad 0 < t < T$$

### 3 - Synchronisation :

A l'émission, il est nécessaire pour fixer la durée des signaux élémentaires de disposer d'une base de temps fournie par une horloge. Cette horloge est unique et distribue l'heure à tout l'équipement. Elle servira donc également à d'autres usages : formation des messages et des caractères dans les logiques de traitement et de codage etc... il est habituel de classer les systèmes en 2 catégories. Systèmes synchrones et systèmes asynchrones.

Ces adjectifs caractérisent le fonctionnement permanent ou intermittent de l'horloge d'émission. Dans un système asynchrone l'horloge est mise en route au début de chaque message et arrêtée à la fin. Il en résulte que les intervalles entre messages ne sont pas des multiples entiers de la durée  $T$  d'un signal ou bit élémentaire. -

A la réception, il est nécessaire de connaître l'instant d'arrivée des signaux et de disposer de la même base de temps qu'à l'émission: l'horloge locale doit être synchronisée à l'horloge de l'émetteur.

Transmission peuvent être classés selon les catégories suivantes :

- Système synchrone - synchronisé
- Système asynchrone - synchronisé
- Système asynchrone - non synchronisé ( système ancien )

Ce sont les systèmes synchrones- synchronisés que l'on rencontre le plus fréquemment en pratique.

Pour synchroniser l'horloge d'émission et celle de réception on peut :

.../...

a) Utiliser le canal de synchro auxilliaire sur lequel on transmet de l'émetteur au récepteur des signaux de synchronisation. A la réception, ces signaux sont exploités et comparés à ceux fournis par l'horloge de réception. Le comparateur génère un signal d'erreur qui est utilisé pour le rattrapage du synchronisme.

( Voir Fig. 25 )

b) Utiliser directement les signaux transmis pour synchroniser l'horloge de réception. Différentes méthodes sont utilisées, elles dépendent du type de modulation considéré, et du codage, elles sont toutes plus ou moins fondées sur la détection des transitions entre les signaux élémentaires.

4) - REFERENCE DE PHASE :

Les mérites de la réception cohérente ont été examinées précédemment : lorsque le rapport signal à bruit de la liaison est faible ( 10 dB par exemple ) et qu'il ne peut être facilement augmenté, les performances obtenues avec la réception cohérente sont bien meilleures et son utilisation s'impose.

Pour que la réception puisse être cohérente, il faut connaitre à la réception la phase des signaux incidents :

.../...

Cette connaissance est nécessaire au bon fonctionnement du cor-  
relateur ou du filtre adapté. L'établissement d'une référence de  
phase est analogue à celui d'une référence de temps. Deux procé-  
dés sont utilisés :

a) On utilise un canal auxilliaire la référence pouvant être  
simplement le signal fourni par l'oscillateur pilote de l'émetteur

( Voir Fig. 25' )

b) On utilise directement les signaux transmis pour obtenir une  
référence de phase. Le principe est le suivant : l'analyse spec-  
trale des signaux reçus montre que très souvent il existe une  
composante stable à la fréquence de l'oscillateur local d'émission,  
c'est cette composante qui est isolée après filtrage ( circuit  
ocillant accordé sur cette fréquence), et qui est utilisée pour  
asservir en phase l'oscillateur local de réception.

Ce dernier procédé est de beaucoup, le plus utilisé en pratique.

( Voir Fig. 25'' )

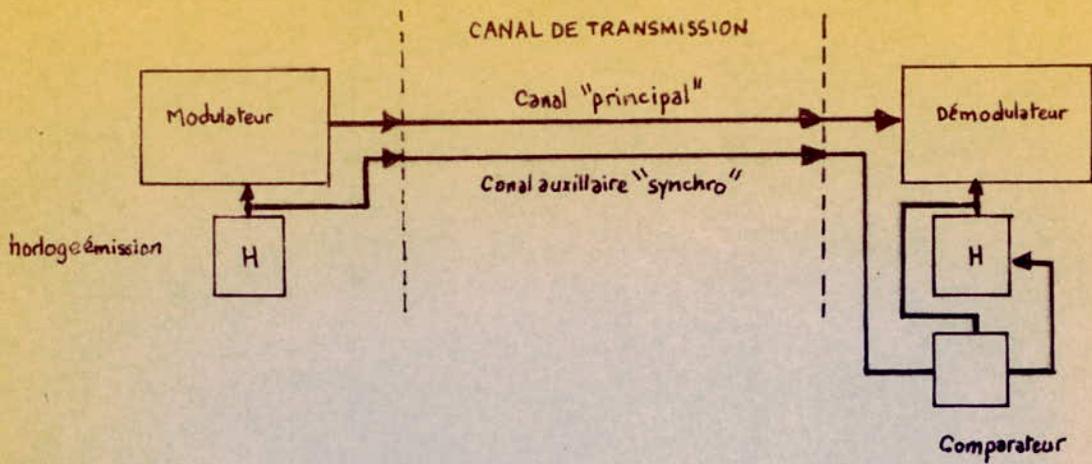


Figure 25 - Synchronisation par canal auxiliaire.

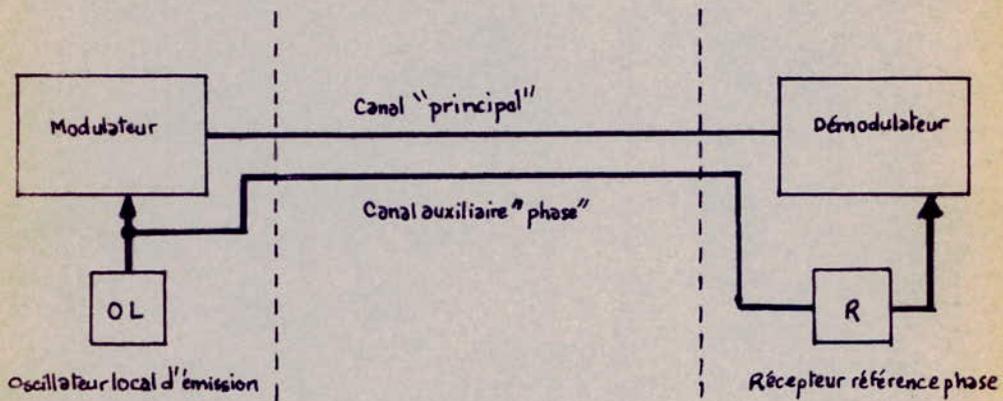


Figure 25' - Référence de phase établie par canal auxiliaire.

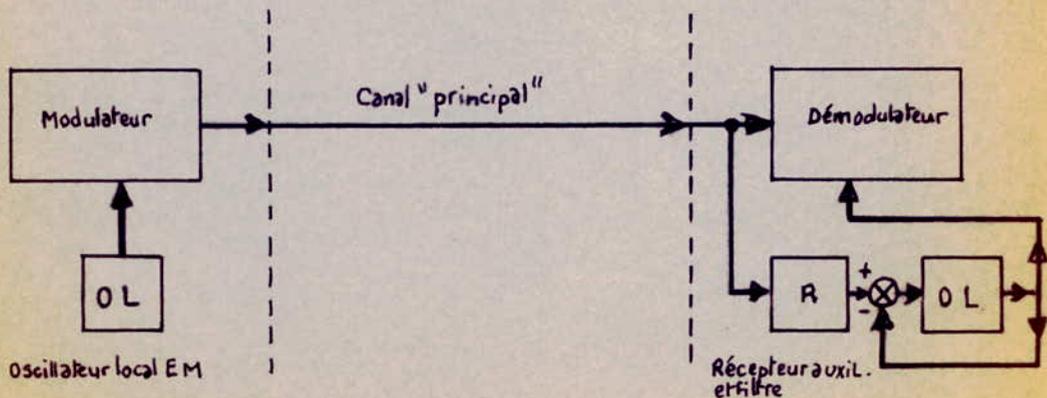


Figure 25'' - Référence de phase établie par filtrage de la modulation et asservissement de oscillateur local de réception.

E) EXEMPLES DE MODEM.:

1) - Modem à M.A. -

La source d'émission ( après codage ) peut être supposée comme équivalente à un générateur de signaux rectangulaires.

Donc au niveau du modulateur on aura des signaux rectangulaires. Ces signaux sont d'abord filtrés et mis en forme par un filtre passe bas. Ce filtrage permet déjà de réduire le spectre occupé. Une fois filtré ces signaux servent comme signal " modulant " d'un modulateur d'amplitude classique.

La fréquence porteuse  $F$  du modulateur est choisie pour que le spectre de la modulation soit disposé au mieux dans la bande passante allouée pour la transmission. Si on utilise une voie téléphonique ( 300- 3400 Hz ),  $F$  peut être prise égale à 1200, 1500 ou 1800 Hz. Avant d'être envoyée sur le canal de transmission, la modulation passe dans un filtre passe bande. Ce filtre limite le spectre de la modulation à une valeur compatible avec la bande passante du canal de transmission. Il évite en outre les interférences que ce canal pourrait induire sur des canaux voisins. -

A la réception un filtre passe bande analogue au précédent est disposé : ce filtre limite la puissance du bruit qui s'est additionné au signal au cours de la transmission. Il évite d'autre part les interférences que d'autres canaux ont pu induire sur le canal utilisé. La détection se fait souvent par multiplication du signal reçu par un signal sinusoïdal à la fréquence  $F$ , passage dans un filtre passe bas, puis écrêtage. Enfin, le signal obtenu est échantillonné toutes les  $T$  secondes, et les amplitudes des échantillons sont comparées à un seuil. A chaque comparaison un système régénérateur fournit un signal rectangulaire. On reconstitue aussi aux erreurs près la suite de signaux rectangulaires fournie à l'émission.

( Voir Fig. 26 )

REMARQUE :

La porteuse et l'une des bandes latérale de la modulation d'amplitudes ne véhiculent en principe aucune information supplémentaire par rapport à l'autre bande et encombrant inutilement le spectre on pourra donc opérer avec une bande locale unique ( B.L.U. ) ou avec une bande latérale complète et une porteuse atténuée ceci, afin de reconstituer avec plus de faciliter la porteuse à la réception.

2) Modem à M.F. -

On trouve comme en M.A. un filtre passe bas qui limite le spectre de la suite de signaux rectangulaires. A la sortie du filtre, le signal obtenu est envoyé sur un Modulateur de fréquence classique. Ce spectre de la modulation ainsi obtenu est limité à l'aide d'un filtre passe bande pour les mêmes raisons que pour la M.A.

A la réception on trouve un filtrage passe bande analogue au précédent puis un discriminateur de fréquence classique que précède un limiteur. L'existence du limiteur est due au fait que la plupart des discriminateurs sont non seulement sensibles aux variations de fréquence des signaux qui lui sont appliqués, mais également aux variations d'amplitude de ces signaux. Un filtre passe bas placé en aval du discriminateur de fréquence ( ou intégré à ce discriminateur ) élimine les composantes " hautes fréquences " du signal discriminé et réduit au minimum la puissance du bruit qui se superpose au signal utile. Finalement le signal résultant est échantillonné toutes les T secondes et comparé au seuil de **detec-**  
**tion.**

A chaque comparaison un régénérateur délivre un signal rectangulaire significatif du bit transmis. -

( Voir Fig. 27 )

.../...

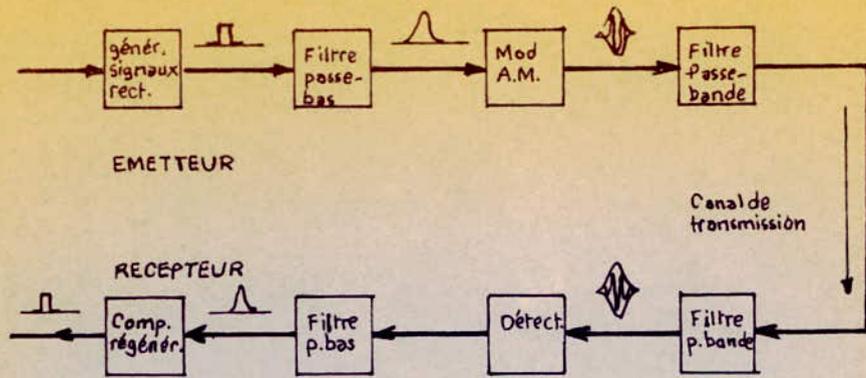


Figure 26 - Constituants d'un modem à modulation d'amplitude.

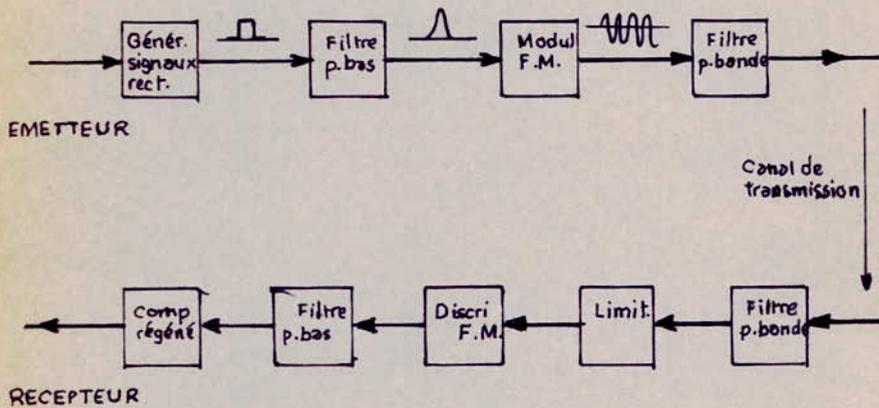


Figure 27 - Constituants d'un modem à modulation de fréquence.

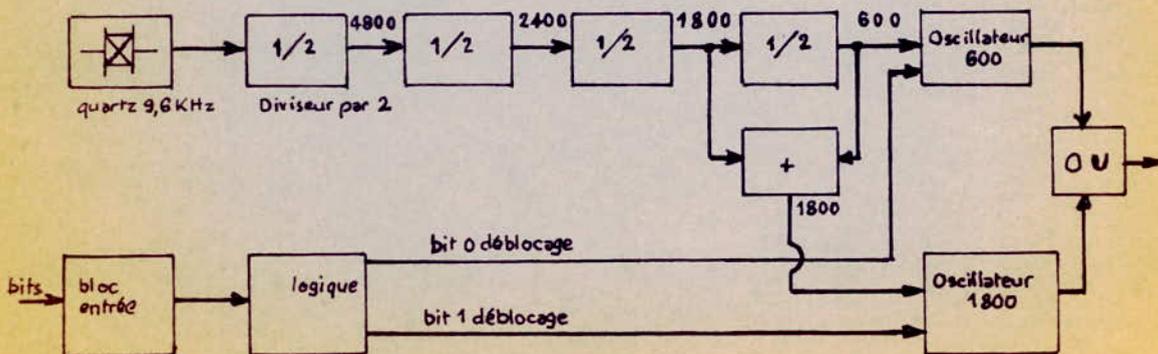


Figure 27' - Schéma de principe d'un modem FSK à 1200 bauds.

### 3) Modem à Grande Vitesse :

Lorsque la cadence de transmission est élevée ( $>2400$  bauds ) il devient très difficile d'opérer la transmission de façon classique à l'aide d'une modulation bivalente ( 2 signaux élémentaires) sur une voie téléphonique dont la bande passante ne dépasse pas 3000 HZ : Il y a en effet interférence entre les signaux élémentaires, et difficulté à les distinguer souvent même en absence de bruit.

On utilise alors des techniques particulières. Au lieu de faire correspondre aux bits 1 ou 0 respectivement les signaux élémentaires  $S_1 ( t )$  et  $S_0 ( t )$ , on établit une correspondance avec un ensemble de  $M$  signaux élémentaires ( $M > 2$  ). Si par exemple on utilise un ensemble de 4 signaux élémentaires ( modulation quadrivalente ) on peut établir les correspondances suivantes :

00	—————→	$S_0 ( t )$
01	—————→	$S_1 ( t )$
10	—————→	$S_2 ( t )$
11	—————→	$S_3 ( t )$

Il en résulte que si la cadence de transmission des bits ( 1 ou 0) doit être de 4800 bits/s, la cadence celle de transmission des signaux élémentaires  $S_j ( t )$  ( $j = 0,1,2,3$ ) sur la ligne ne sera que de 2400 symboles/s, on est ramené au cas d'une transmission classique à 2400 bauds .

Toutefois, à la réception, la discrimination d'un signal parmi quatre éventualités est plus délicate que celle d'un signal parmi deux éventualités.

.../...

Exemple : Principe de fonctionnement d'un modem à 5400 bauds.  
 l'émetteur envoie en permanence 6 fréquences bien établies dans le spectre. -

$$f_1 = 935 \text{ HZ} \quad , \quad f_2 = 1375 \text{ HZ} \quad , \quad f_3 = 1815 \text{ HZ}$$

$$f_4 = 2255 \text{ HZ} \quad ; \quad f_5 = 2695 \text{ HZ} \quad , \quad f_6 = 3135 \text{ HZ}$$

( Ecart 440 HZ )

Chacune des six fréquences peut être émise avec une phase choisie parmi les 8 possibilités suivantes :

$$0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{4}, \pi, \frac{5\pi}{4}, \frac{3\pi}{2}, \frac{7\pi}{4}$$

Le flot des bits entrant est découpé en tranches de 18 bits. les trois premiers bits de la tranche sont affectés à la fréquence  $f_1$ , et ainsi de suite. Comme ces trois bits peuvent former  $2^3 = 8$  combinaisons possible, à chaque combinaison on fait correspondre l'une des huit phases. -

La fréquence d'envoi d'une phase d'une fréquence quelconque est de  $\frac{5400}{3 \times 8} = 300$ . C'est pourquoi si la vitesse de transmission de

l'information est de 5400 bits/s, la vitesse d'envoi des signaux caractéristiques ( 6 fréquences en même temps, chacune avec une phase déterminée ) est de 300 bauds .

On dispose donc de 3,3 ms pour faire en parallèle, les opérations de detection, alors que si on avait opéré en série de façon classique, on aurait disposé de  $\frac{1}{5400}$  s, soit moins de 0,2 ms.

5400

.../...

Cette méthode de traitement de l'information est très avantageuse. Elle amène en plus une protection efficace contre les parasites. Si un parasite dure 0,5 ms ( valeur courante) il aurait put au moins mutiler deux bits série ( durée 0,2 ms). Il risque par contre de ne pas trop affecter un élément d'une durée de 3,3 ms.

( Voir Fig. 28 )

A la réception il s'agit de séparer les six fréquences et de connaître les phases ou changements de phase de chacune d'elles. Pour cela le système COLLINS ( voir Figure - 29 ) utilise une batterie de douze filtres à magnetostriction actifs ( c'est-à-dire avec amplificateur et contre réaction) groupés deux à deux par fréquence. -

Les opérations effectuées sur une fréquence à l'aide de deux filtres le sont en même temps sur les cinq autres paires de filtre. Le récepteur R accordé sur la fréquence  $f_i$  (  $i = 1, 2, \dots, 6$ ) comprend donc deux filtres à magnetostriction, chacun d'eux étant monté avec réaction. Un tel filtre se présente sous la forme d'un barreau en Nickel calibré muni d'un enroulement d'entrée et d'un enroulement de sortie. Il y a couplage entre le champ magnétique produit par les courants et les vibrations mécaniques du barreau.

La sortie ne recueille que les composants d'entrée autour de la fréquence de résonance mécanique du barreau. Le filtre obtenu est très sélectif ( facteur de qualité Q très élevé). Le montage utilisé comporte un amplificateur de réaction de la sortie sur l'entrée. -

Plaçons-nous à un instant T. Le premier filtre F est branché tandis que le deuxième est déconnecté. La fréquence F1 arrive et dure  $\Delta T = 3,3$  ms, avec une certaine phase Q, inconnue.

.../...

Le filtre se met à osciller en tendant vers un régime permanent pour une montée en exponentielle. Au bout d'un temps  $\Delta T' < \Delta T$  le régime permanent est établi grâce à la réaction. Il est stable et conservatif.

Au temps  $t + \Delta T$ , on débranche le 1er filtre, on connecte le deuxième pour la réception de la fréquence  $F_1$  à la phase  $\varphi'$

Au temps  $t + \Delta T + \Delta T'$  ( $< t + 2\Delta T$ ) on a donc en présence simultanément dans le récepteur des oscillations. ( $F_1, \varphi$ ) et ( $F_1, \varphi'$ ). Il suffit donc de comparer  $\varphi$  et  $\varphi'$  pour trouver le changement de phase et les trois digits auquel il correspondent. De même pour les cinq autres fréquences. Un tel système est remarquable, donne de bons résultats mais coûte très cher. -

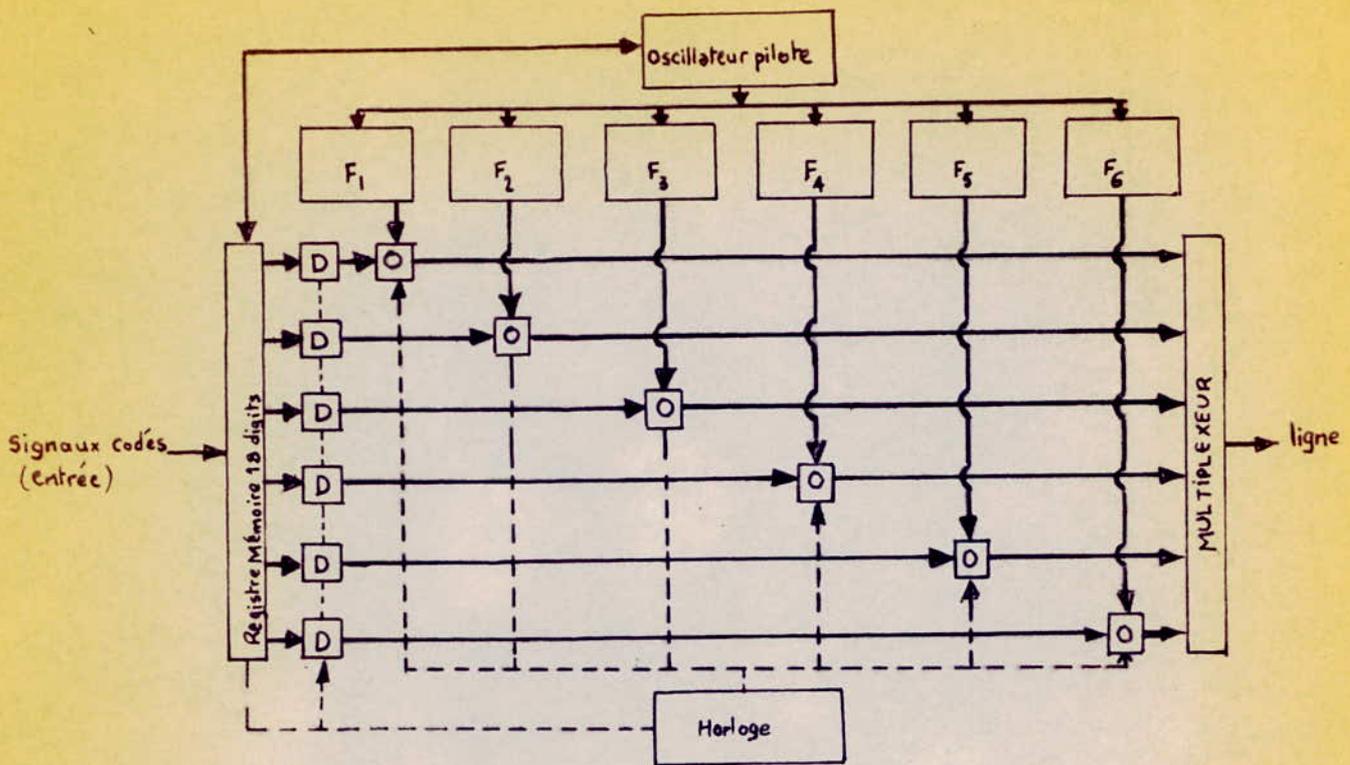


Figure 28 - Schéma de principe d'un modem à 5400 bauds  
 O : système octaphaseur  
 D : décodeur à 8 combinaisons

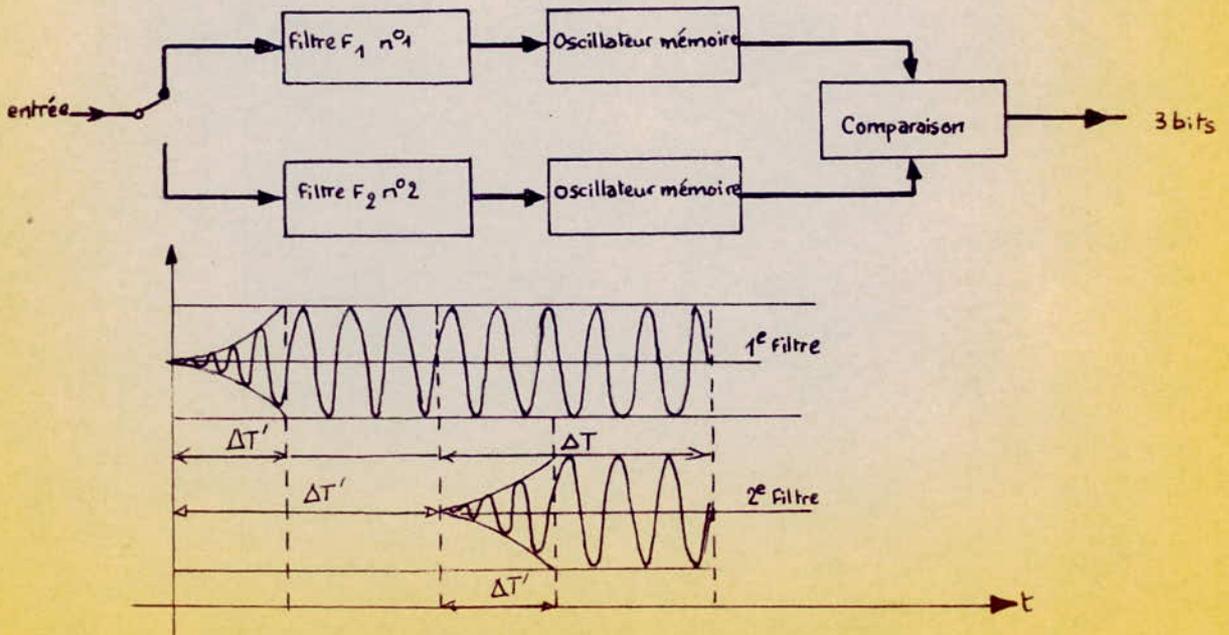


Figure 29 - Principe du fonctionnement du récepteur COLLINS .

## CHAPITRE 1

### Etude pratique de la propagation des ondes électromagnétiques

#### § Introduction

##### PROPAGATION en espace libre

On désigne ainsi la propagation dans le vide et par généralisation dans une atmosphère diélectrique non ionisée, lorsque tous les obstacles capables de réfléchir ou d'absorber les ondes sont suffisamment éloignés pour qu'on puisse négliger leur présence. Il faut pour cela non seulement qu'il y ait visibilité directe entre les antennes d'émission "E" et de réception "R" mais encore que soit entièrement dégagée la première zone de Fresnel entourant le trajet "E-R".

##### -Propagation en atmosphère normale radioélectrique sur terre sphérique homogène

La propagation normale radioélectrique se ramène à la propagation dans le vide en remplaçant le rayon de la sphère terrestre par un rayon fictif égal à  $\frac{4}{3} R$  (8500 Km environ).

Remarque:

Dans ces conditions, l'étude théorique de la propagation est très difficile

#### I°) FORMULES PRATIQUES EN ESPACE LIBRE

##### A) Formule de l'émission

La norme  $E$  du champ électrique produit à la distance  $d$  par une antenne de gain absolu  $G_e$ , DANS la direction considérée, et alimentée par la puissance  $W$  est donnée par la formule:

$$E = \frac{\sqrt{60}}{d} \sqrt{G_e W_e}$$

##### B) Formule de la réception

Une antenne de réception de gain absolu  $G_r$ , plongée dans un champ incident de norme  $E$ , fournit au récepteur, lorsqu'il y a adaptation des polarisations (champ antenne) et des impédances (antenne-récepteur) une puissance  $W_r$ .

$$W_r = \frac{\lambda^2 E^2}{960 \pi^2} G_r$$

##### C) Formule pour l'ensemble de liaison

Si maintenant on considère l'émetteur et le récepteur comme formant un tout, il est naturel de combiner les formules précédentes pour calculer le "rendement" ou son inverse "l'affaiblissement"; de la liaison.

On obtient  $W_r = 6,25 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 Gr Ge Wa$

On peut dire que le rendement de la liaison vaut:

$$\frac{W_r}{Wa} = 6,25 \cdot 10^{-3} \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 Gr Ge$$

Où que l'affaiblissement est:  $L(\text{dB}) = L_{\text{ref}} + Gr(\text{dB}) + Ge(\text{dB})$   
avec  $L_{\text{ref}}$  (affaiblissement purement théorique, appelé de  
"reference" par la CCIR) valant:

$$L_{\text{ref}}(\text{dB}) = 20 \log d (\text{kms}) + 20 \log f (\text{MHz}) + 32,45$$

On remarquera que  $d$  étant toujours plus grand que  $\lambda$ , le rendement est déplorable et l'affaiblissement énorme. Une radiocommunication est une mauvaise transmission d'énergie, c'est bien évident.

## II) ROLE DU SOL

### A) Cas des postes très surélevés (voir fig. 30 et 31)

Les conditions idéales théoriques étudiées en espace libre se rencontrent dans le cas de postes très surélevés en atmosphère homogène. Ces conditions sont sensiblement réunies pour les liaisons entre stations terrestres en visibilité optique hissées sur points hauts. (relais hertziens).

Même avec des puissances d'émission réduites, la sensibilité des récepteurs permet d'obtenir des portées de l'ordre de la centaine de kilomètres. En retrecissant beaucoup la bande et en employant un aérien de réception de gain élevé, on peut atteindre des portées touchant les dimensions du système solaire.

### B) Postes au voisinage du sol en visibilité directe. Zone d'interférence.

Le cas précédent dit "postes très surélevés" est schématiquement représenté sur la figure : par des points plus élevés que  $E_1$  et  $R_1$ . Lorsque les postes s'abaissent, ils arrivent dans une région ( $E_2, R_2$ ) où ils demeurent en visibilité directe c'est-à-dire que leur distance reste inférieure à la limite:

$$d(\text{ km }) = 4,1 \cdot \left( \sqrt{\frac{h_1}{(m)}} + \sqrt{\frac{h_2}{(m)}} \right)$$

correspond à une position limite en visibilité ( $E_3, R_3$ ) où  $d$  est la dis-

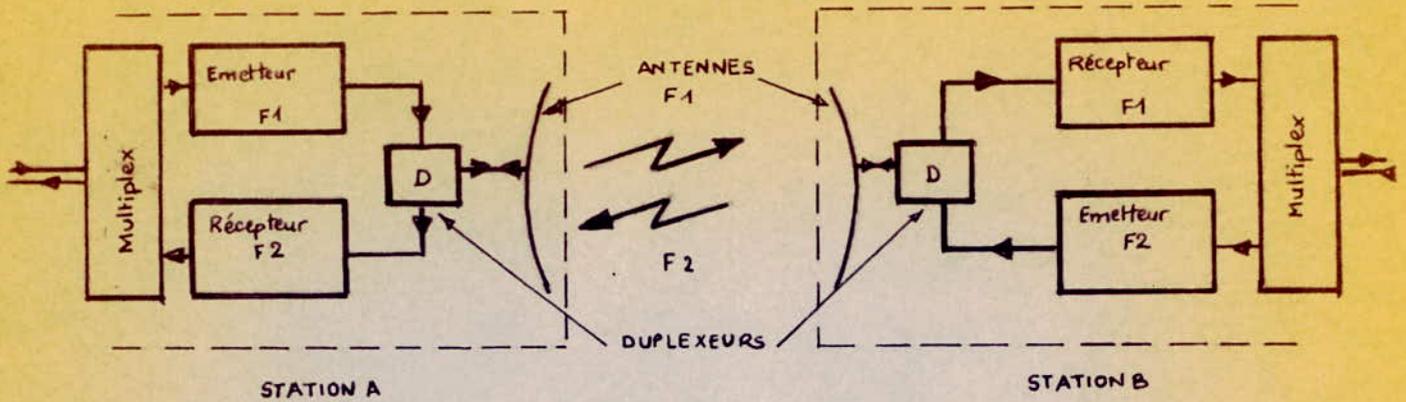


Figure 30 - Principe de réalisation d'une liaison bilatérale par faisceau hertzien .

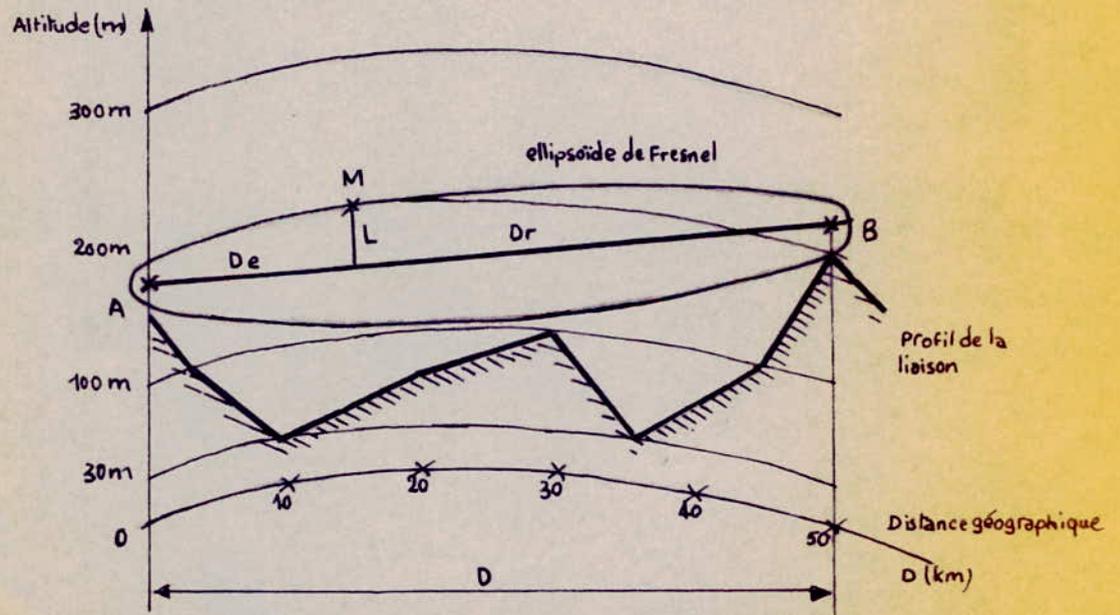


Figure 31 - Exemple de tracé du profil d'une liaison radioélectrique à vue directe. L'ellipsoïde de Fresnel défini par  $MA + MB = AB + \lambda/2$  a été tracé. Aucun obstacle ne pénètre dans l'ellipsoïde : la liaison pourra être calculée en espace libre.

$$\left( \text{on rappelle que } L = \sqrt{\frac{D_e D_r}{D_e + D_r} \cdot \lambda} \right)$$

tance des postes,  $h_1$  et  $h_2$  leurs hauteurs respectives au dessus du sol.

On notera que le coefficient de  $4, \pi$  correspond à " une terre " ayant comme rayon, le rayon radio-électrique terrestre de valeur 8400Kms.

Dans ce cas et lorsque les conditions  $h_1 \gg \lambda$  et  $h_2 \gg \lambda$  demeurent satisfaites, on peut, en première approximation, considérer que le rayonnement reçu par le receveur  $R_2$  est la somme de deux champs; l'un " direct " propagé suivant  $E_2 R_2$  comme dans l'espace libre, l'autre  $E_2 I R_2$  réfléchi par le sol.

Il suffit donc de faire la somme géométrique de ces deux composants connaissant leur amplitude et leur phase.

La durée de propagation étant  $\frac{d_1}{c}$ , le champ direct sera:

$$\vec{E}_1 = \frac{\sqrt{60}}{d_1} \sqrt{G_e G_r} e^{j\omega(t - \frac{d_1}{c})} \vec{u}$$

Pour le champ réfléchi, on partira de la même formule après avoir remarqué que:

- la distance parcourue est  $d_2$
- la reflexion sur le sol multiplie l'amplitude par un facteur et ajoute de plus un dephasage  $\psi$
- le gain dans ma direction  $E_2 I$  peut avoir une valeur  $G'_e$  légèrement differente de  $G_e$  ( aérien difectif ) d'où:

$$\vec{E}_2 = \frac{\sqrt{60}}{d_2} \rho \sqrt{G'_e G_r} e^{j(\omega(t - \frac{d_2}{c}) - \psi)} \vec{v}$$

Pour additionner géométriquement ces deux composants, on tiendra compte qu'elles ont sensiblement la même orientation ( au signe près ) car  $h_1$  et  $h_2$  sont en pratique bien inferieurs à la distance des deux postes et au rayon terrestre (  $\vec{u} = \vec{v}$  )

En posant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d_1}{d_2} \sqrt{\frac{G'_e}{G_e}} \rho = \rho' \\ \omega \frac{d_1 - d_2}{c} - \psi = -\frac{\omega \Delta}{c} - \psi = -\theta \end{array} \right.$$

On obtient:

$$\vec{E}_2 = \vec{E}_1 \rho' e^{-j\theta}$$

Lorsque une ou plusieurs des quantités  $h_1$ ,  $h_2$ ,  $\Delta$  et  $\psi$  varient donc  $\theta$  varie les vecteurs  $\vec{E}_1$  et  $\vec{E}_2$  passent alternativement par des concordances et des et des oppositions de phase: le champ résultant  $\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$  varie périodiquement entre un maximum ( $\theta = 0$ ) et un minimum ( $\theta = \pi$ ). Ce phénomène d'interférence a donné son nom à la zone considérée (figure: ).

La détermination des positions et des valeurs des maximums et des minimums est relativement simple pour les distances  $d$  suffisamment faibles pour que la sphéricité de la terre puisse être négligée.

on a alors dans ce cas:

$$\text{soit } \theta \approx \frac{4 h_1 h_2 \pi}{\lambda d} + \psi \quad \text{et} \quad \Delta \approx 2 \frac{h_1 h_2}{d}$$

Lorsque la distance atteint une dizaine de kilomètres, il est nécessaire d'introduire des corrections pour tenir compte de la courbure terrestre:

Diminution de l'angle d'arrivée  $\psi$  par suite des modifications à apporter aux hauteurs et aux distances pour se ramener au cas précédent (réflexion sur le plan tangent).

Multipliation du coefficient de réflexion  $\rho$  par un facteur de divergence introduit par la réflexion sur une calotte sphérique.

### C) Evanouissements sur les trajets en visibilité directe

Ainsi donc, comme il a été dit précédemment, on peut dire que sur de tels trajets, le champ reçu résulte de l'interférence entre le champ direct et le champ réfléchi sur le sol. La phase relative de ces champs varie avec la différence de longueur des rayons directs et réfléchis:

$$\chi = \frac{2 \pi (d_2 - d_1)}{\lambda} = \frac{2 \pi \Delta}{\lambda}$$

Par suite, les variations d'indice de réfraction  $n$  au cours du temps, entraînant pour ces rayons des variations de courbure et, par suite, de longueur, modifient la phase relative.

Toutefois pour une même variation de  $(d_2 - d_1)$ ,  $\chi$  se modifiera en raison inverse de  $\lambda$ . Or en pratique, les variations de  $n$  et de  $(d_2 - d_1)$  sont en général de l'ordre de quelques décimètres et atteignent exceptionnellement quelques mètres. Il en résulte que les variations de phase correspondantes seront négligeables en ondes décamétriques et plus longues, mais seront notables (supérieures à  $\pi$ ) en ondes plus courtes surtout en ondes décimétriques, centimétriques et à fortiori millimétriques. Ce champ reçu présentera alors une suite de maximums et de minimums correspondant

à une alternance de champs directs et réfléchis en phases et en opposition de phase. L'amplitude des évanouissements ou profondeur des évanouissements ( ou des variations de champs autour de la valeur que l'on aurait en espace libre ) augmente:

- Avec la fréquence pour les raisons indiquées plus haut
- Avec la distance sur des parcours de dégagement, profil et climat comparables, ce qui tend à augmenter  $(d_2 - d_1)$  et ses variations.

Une étude expérimentale a permis de conclure qu'une marge de 30 ou parfois 35 dB par rapport à la propagation en espace libre doit être prévue sur ces liaisons, en particulier dans le cas des faisceaux hertziens à relais en visibilité directe. Si l'on veut recevoir de façon satisfaisante pendant des pourcentages de temps supérieurs à 99,9% ( interruption de liaison inférieure à 1,5mm/jour ).

La profondeur d'un évanouissement peut être caractérisée par la quantité  $L$  tel que:

$$20 \log L = A \text{ avec } A \text{ dans notre cas variant de}$$

$$- 30 \text{ à } -35 \text{ dB}$$

La durée d'un évanouissement de valeur  $A$  en dessous du niveau en espace libre est égale à la durée pendant laquelle le niveau baisse de  $A$  dB. L'expérience montre que la durée d'un évanouissement isolé est liée à la profondeur d'un évanouissement par la relation:

$$t = 410 \cdot L \text{ secondes avec } L < 0,1$$

On peut alors exprimer le pourcentage de temps  $P$  en fonction de la profondeur et de la grandeur

$$P = \gamma L^2 \quad L < 0,1$$
$$= 6 \cdot 10^{-7} \text{ C.F.D}^3$$

F: Fréquence

D: La longueur des bords en Kms

C: est un coefficient caractérisant approximativement les conditions de propagation.

C= 4 pour un bord au dessus de la mer

C=1 pour un bord au dessus d'un terrain moyen et avec un climat moyen.

C= 1/4 pour un bord au dessus d'un terrain montagneux et avec un climat sec.

Sur les trajets terrestres, les mois d'été ( juillet et août) sont en général les plus perturbés, surtout pendant la nuit; sont au contraire favorables à la stabilité: un mauvais coefficient de réflexion sur le sol (dû a la nature du terrain ou à son relief), l'existence de masques naturels atténuent le rayon réfléchi et, enfin, la transmission au dessus de régions montagneuses où la turbulence assure un brassage de l'atmosphère et une stabilisation de sa structure.

Dans les cas les plus difficiles une reception en diversité d'espace ou de fréquence s'avere necessaire pour obtenir une stabilité suffisante du champ reçu .En effet ,les variations du champ sur les deux antennes (diversité d'espace) ou sur les deux fréquences (diversité de fréquence )ne sont pas en phase et on peut les atténuer en combinant les deux signaux reçus.

INTRODUCTION

Les canaux réels ont une bande de fréquence limitée. Dans le cas d'une transmission P.C.M., les impulsions subissent un filtrage linéaire qui peut entraîner un certain "trainage" des impulsions voisines sur l'impulsion en cours d'analyse.

Il en résulte une certaine "intermodulation intersymbole".

Pour éviter les interférences dues au "trainage" on va essayer de donner certaines conditions suffisantes portant sur la caractéristique du filtrage du canal.

Relation fondamentale

Soit  $x_0(t)$  l'impulsion choisie pour attaquer le filtre en F.I  
ou a :

$$\text{On a : } x_0(t) = \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

$\phi_0$  : désigne une phase aléatoire équivalente répartie  $\xi$  sur une période  $T = [0, 2\pi]$

l'impulsion d'ordre k sera :

$$x_k(t) = \cos(\omega_0(t - kT_0) + \phi_k) \quad \text{avec } k \in \mathbb{Z}$$

la réponse du filtre à l'impulsion numéro k sera :

$$R_k(t) = x_k(t) * G(t)$$

$G(t)$  : réponse impulsionnelle du filtre

$*$  : notation du produit de convolution

Par linéarité à l'instant zéro, la réponse du filtre au train d'impulsion sera :

$$S(0) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} R_k(0)$$

Un filtre ne produit pas "d'interférence intersymbole" doit vérifier la relation

$$R_k(0) = 0 \quad \forall k \in \mathbb{Z} \quad \text{et } k \neq 0$$

## CHAPITRE VII

### Qu'est ce qu'un Faisceau- Hertzien?

C'est une liaison radioélectrique à ondes dirigées et concentrées en un faisceau analogue à un faisceau lumineux.

Dans une transmission à FH on trouve toujours un émetteur avec antenne émettrice et un récepteur avec antenne réceptrice.

Emetteur

Recepteur

Dans le cas d'une station relais les antennes peuvent être commutées et jouer alternativement le rôle d'antenne émettrice et d'antenne réceptrice (Duplexeur).

### II- Caractéristiques générales de la transmission par FH

Les ondes de fréquence assez élevés n'étant pas réfléchies par la couche ionosphérique, la portée d'un FH sera limitée par l'horizon de l'antenne d'émission d'où la nécessité d'un emploi de stations intermédiaires qui recevront le signal, l'amplifieront puis le retransmettront avec éventuellement un changement de fréquence porteuse.

Les émissions SHF (fréquences très élevées) permettent l'utilisation d'antennes extrêmement directives c'est-à-dire dont l'ouverture est réduite. On obtient ainsi des gains qui peuvent atteindre plusieurs décibels ce qui permet d'établir des liaisons avec des puissances relativement faibles.

#### I) Les faisceaux Hertiens

A) Les FH sont des supports de transmission, directifs, banalisés de grande capacité.

1°- On dit que les FH sont "banalisés" parce-qu'ils transmettent n'importe quel catégorie d'information: parole, musique, télévision données etc... Ils sont d'usage général ( utilisation de reseau d'infrastructure) et ne peuvent être particulisés en fonction d'une utilisation déterminée ( cas pour la radiodiffusion et la radiophonie).

On leur demande d'être "transparents" ainsi quel que soit l'usage du faisceau la fidélité est toujours assurée. Il en résulte que le critère de fidélité ne peut être que très général: ce qu'on lui demande avant tout :

- c'est de fournir une large bande passante avec un bon rapport signal à bruit.

- d'avoir une bonne linéarité (avec une grande dynamique)
- peu de distorsion de fréquence, ou de phase
- pas de glissement de fréquence, etc...

Il en résulte que les équipements de FH sont très sophistiqués

2°- Ce sont des supports de transmission de grande capacité: leur bande passante est toujours très large ( peut être supérieure à 100 MHz) Ils fonctionnent en UHF, SHF (quelque fois en VHF) dans des gammes de fréquence très favorables à la transmission:

- le bruit constitué par le bruit thermique du récepteur est d'un niveau faible comparativement à celui des autres gammes de fréquence.

- Les antennes utilisées sont dotées, par construction même et sans qu'on prenne des dispositions particulières, des bandes passantes larges de l'ordre de 10% de la fréquence de travail.

3°- Les FH sont des supports directifs: ils servent à réaliser des liaisons point à point, le plus souvent à vue directe, la directivité est obtenue à l'aide d'antennes sont facilement réalisables dans la gamme des fréquences utilisée cette directivité est intéressante les liaisons obtenues sont discrètes. Sur un même territoire , plusieurs liaisons pourront fonctionner sur une même fréquence de travail, sans se brouiller, pour autant que les axes de rayonnement soient suffisamment distincts. Ceci permet d'utiliser au mieux des domaines de fréquence déjà encombrés.

Les FH sont très largement utilisés. Ils constituent des supports de transmission standard à usage multiple ( P et RTA; télécommunications militaires. Leur emploi est avantageux lorsque l'installation de câbles enterrés est difficile ou impossible ( zone desertiques, zones à relief accidenté) et que l'on peut tirer partie du relief pour obtenir une grande visibilité radioélectrique ( installation des stations sur les points hauts, etc...

Pour les FH vue directe, il y a visibilité radioélectrique entre la station d'émission et la station de réception. La propagation s'effectue à vue directe pratiquement en espace libre lorsque la fréquence de travail n'est pas

## B ) FONCTIONNEMENT D'UNE LIAISON A VUE DIRECTE.

### I: Emetteur

C'est un émetteur de type classique mais de réalisation particulièrement soignée. Il possède une bonne linéarité, une large bande passante et une grande visibilité en fréquence ( de l'ordre de  $10^{-7}$  à  $10^{-8}$  par H ). L'oscillateur local doit être de haute stabilité. Il est souvent constitué par un petit Klystron-reflex piloté par un quartz thermostaté. En général, les faisceaux hertziens travaillent à fréquence fixe: Si l'on a besoin de changer de fréquence de travail, il faudra changer le quartz pilote.

L'étage de puissance est soit constitué par un tube classique ( triode, tétrode etc.. ) soit par un transistor de puissance. La puissance émise est modeste ( pour un faisceau hertzien à vue directe ) de l'ordre de quelques Watts.

### C ) ORGANISATION D'UN CENTRE EMETTEUR

Choix du terrain destiné à l'implantation d'un centre émetteur.

Le choix de l'emplacement d'un centre émetteur est lié aux conditions essentielles suivantes, dont certaines sont communes avec les conditions requises par un autre récepteur:

- Terrain plat et bien dégagé sur l'horizon: En principe un plateau non boisé.
- Proximité d'une artère importante de télécommunication.
- Possibilité d'alimentation en énergie pour des puissances élevées ( plusieurs milliers de KVA ) et par plusieurs arrivées différentes.
- Distance aussi courte que possible des centres d'exploitation.

Comme pour les centres récepteurs, le choix est donc aussi très limité, compte tenu des servitudes, notamment celles inhérentes à la présence d'aérodromes et d'installations de réception existantes et susceptibles d'être brouillées.

### Constitution d'un centre émetteur

On n'est pas tenu dans la réalisation d'un centre émetteur, d'éviter que les bâtiments susceptibles de provoquer des parasites, se trouvent devant les Aériens. Aussi, sur un même terrain de grande superficie, peut-on aménager plusieurs couronnes d'aériennes disposés autour de bâtiments centraux suffisamment éloignés les uns des autres pour que les diverses couronnes ne se gênent pas.

Ces bâtiments centraux sont analogues au bâtiment central d'un centre récepteur décrit dans les pages suivantes.

Autour de ces bâtiments sont disposées des couronnes d'antennes dont une ou plusieurs antennes étant affectées à chacune des directions dans lesquelles existent des correspondants.

On trouve enfin des bâtiments annexes, notamment:

- Une station de transformation
- Une importante station d'énergie de secours
- Des ateliers, des magasins, des logements.

Les techniques des émetteurs imposent des servitudes pour l'évacuation des calories perdues dans ces émetteurs ( circulation d'eau distillée dans les lampes, échangeurs, air soufflé ) qui conditionnent les structures des bâtiments ( nécessité d'un sous-sol technique, évacuation de l'air chaud par les orifices d'une grande section ).

### Constitution générale de la chaîne d'émission

La chaîne d'émission comprend les différents éléments suivants:

- L'émetteur précédé de son modulateur
- L'alimentation de l'émetteur
- Des commutateurs d'aériens situés immédiatement à proximité de l'émetteur, ou dans l'émetteur lui-même; la commutation d'un aérien à l'autre peut être suivant le cas, soit manuelle soit automatique.
- Des grilles de commutation d'aériens, situées à l'extérieur des bâtiments permettant un délai relativement long, de changer l'affectation des émetteurs sur les aériens.
- Le feeder, en général, symétrique d'une impédance de 600 Ohms

## 2 ) Récepteur

C'est un récepteur de type superhétérodyne classique, mais dont les performances sont particulièrement élevées.

L'étage HF comporte tantôt un préamplificateur faible bruit ( F: de 10 à 14 dB ) suivi d'un mélangeur à cristal, tantôt le mélangeur à cristal seulement.

Les amplifications MF sont des amplificateurs à large bande et grande linéarité.

Le démodulateur est de fréquence classique. Le signal démodulé est ensuite éventuellement traité par un amplificateur BF et un amplificateur de puissance BF avant d'être exploité.

### a ) Organisation d'un centre récepteur

#### Choix de terrain destiné à l'implantation d'un centre recep- teur

Le choix d'un emplacement d'un centre récepteur est lié aux conditions essentielles suivantes:

- Terrain plat et bien dégagé sur l'horizon: En principe un plateau non boisé
- Eloignement de toute source éventuelles de parasites, telle que: Centres émetteurs, routes à grand trafic existantes ou projetées, lignes importantes de transport d'énergie électrique, voies ferrées électrifiées, centres d'habitations existants ou prévus dans les plans d'urbanisme
- Proximité d'une artère importante de télécommunications ( cable coaxial et cable à quartz )
- Distance aussi courte que possible des centres d'exploitation.

Ce choix se trouve ainsi extrêmement limité, compte tenu des nombreuses servitudes existantes, notamment celles inhérentes à la présence d'aérodromes.

#### Constitution d'un centre récepteur

Un centre récepteur se compose essentiellement:

- D'un bâtiment central comportant:
  - Une salle principale où est installé l'ensemble des récepteurs
  - Une salle de réglage et de maintenance

- Un magasin où sont entreposés les différentes pièces détachées

- Des bureaux

- Une cabine de transformation d'énergie

- Un ou deux groupes de secours

- D'une couronne d'antennes disposées autour du bâtiment central, une ou plusieurs antennes étant affectées à chacune des directions dans lesquelles existent des correspondants

- Des bâtiments annexes qui comportent:

- Les magasins et ateliers, les garages, un certain nombre de logements pour le personnel

#### Constitution générale de la chaîne de réception

La chaîne de réception comprend les différents éléments suivants:

- L'antenne

- La boîte de couplage de l'antenne à la ligne de transmission

- La ligne de transmission ( Feeder ) de l'énergie aux récepteurs

teurs

- Les multicoupleurs qui permettent d'affecter une même antenne à plusieurs récepteurs

Des grilles d'antennes grâce auxquelles telle sortie de multicoupleur peut-être mutée d'un récepteur à un autre

- Le récepteur qui peut-être double dans le cas de réceptions multiples ( diversité ) auquel sont associés, éventuellement; les organes de régulation du niveau

- La position de contrôle du dirigeur

Ainsi, les signaux de très faible énergie, captés par l'antenne se propagent à travers la boîte de couplage ( transformateur d'impédance ) et la ligne de transmission, au meuble de brassage ( répartiteur d'entrée ) puis franchissant un filtre passe haut ( qui élimine les fréquences indésirables provenant d'émetteurs ) sont renvoyés sur un meuble multiplage d'antenne qui permet l'utilisation normale d'une même antenne sur plusieurs récepteurs ( jusqu'à dix ). Les signaux, par l'intermédiaire de la grille d'antenne ( commutateurs entre les antennes et les récepteurs ) atteignent alors le récepteur où ils sont amplifiés, sélectionnés et détectés de façon à les rendre utilisables pour les appareils reproducteurs terminaux.

A la sortie des récepteurs, les signaux sont contrôlés par des ensembles spéciaux et dirigés vers le meuble de mutation (commutation).

Les différents circuits de renvoi, groupés dans des récepteurs de lignes sont connectés du centre récepteur au centre d'exploitation.

### 3 ) ANTENNE

Des antennes les plus couramment utilisées sont des antennes à réflecteurs paraboliques, qui permettent d'obtenir des gains et bandes passantes importants.

Elles sont le plus souvent alimentées en "offset": (source primaire décentrée de manière à ne pas porter ombre) par des sources primaires constituées d'un ou de plusieurs cornets. Dans la plupart des cas, l'illumination du réflecteur est loin d'être uniforme, et il en résulte une diminution de gain maximum.

$$G_{\max} = K \frac{4 \pi S}{\lambda^2}$$

K: rendement de l'antenne < 1. En pratique K est de l'ordre de 0,54

S: surface géométrique du réflecteur.

On réalise des antennes de grand diamètre (de 1,5 à 6m et plus), permettant d'obtenir des gains allant de 10 à 30 dB et plus. Les tolérances dimensionnelles sont de l'ordre de  $\lambda/10$ , ce qui pose des problèmes de réalisation lorsque les antennes sont de grandes dimensions et travaillent à des fréquences élevées. On utilise parfois des antennes "cornet" de grandes dimensions qui ont un meilleur rendement mais qui sont plus encombrantes;

$$G = K \frac{4 \pi S}{\lambda^2} \quad 0,45 < K < 0,81$$

( S: Surface de l'ouverture du cornet )

ainsi que des antennes à rayonnement longitudinal (antennes cigares) dont l'encombrement est faible mais dont le gain est réduit.

#### 4 ) CONSTITUTION D'UNE LIAISON

Les liaisons à établir sont généralement bilatérales: Chaque station comportera donc au moins un émetteur et un récepteur fonctionnant chacun sur des fréquences  $F_1$  et  $F_2$  suffisamment éloignées l'une de l'autre pour qu'elles puissent être aisément séparées par filtrage. En général, une même antenne est utilisée pour l'émission et la réception. Un duplexeur sépare le signal émis du signal reçu. Le plus souvent les sources primaires des antennes sont à double polarisation. On émettra par exemple en polarisation rectiligne horizontale dans le sens A B, en polarisation rectiligne verticale dans le sens B A. Un duplexeur de polarisation effectuera la séparation des deux polarisations: Le découpage ainsi obtenu est de l'ordre de 30 à 40 dB. Si ce découplage est insuffisant, il pourra être encore augmenté par un filtrage complémentaire. Enfin, chaque station comprendra un volume plus ou moins grand d'équipement multiplex.

#### C ) Etablissement d'une liaison à vue directe

##### II ) Profil de liaison

Lorsqu'on désire établir une liaison par faisceau hertzien entre deux points A et B, le premier travail consiste à s'assurer de la visibilité radioélectrique: On reporte sur un diagramme représentant une " terre de rayon  $4/3$  " les altitudes et les distances des différents obstacles que l'on rencontre sur le trajet A B. On obtient ainsi le profil radioélectrique de la liaison; on trace la droite A B: Si cette droite ne rencontre aucun obstacle, il y a visibilité radioélectrique; mais la propagation n'aura pas pour autant les caractéristiques d'une propagation en espace libre. En effet le profil peut montrer:

- L'existence d'obstacles du voisinage du trajet de propagation; ces obstacles vont diffracter le champ radioélectrique

- L'existence de zones planes étendues le long du trajet; ces zones vont réfléchir les ondes électriques, et le champ reçu résultera de la décomposition d'un champ direct et d'un champ réfléchi qui donnera lieu à un phénomène d'interférence créateur de " Fading ".

- L'existence d'obstacles au voisinage des antennes d'émission et de réception qui vont modifier les diagrammes de rayonnement de ces antennes.

On définit une ellipsoïde appelée première zone de Fresnel, tel que, si aucun point du profil radioélectrique, n'est inférieur à cette zone. La liaison peut-être calculée comme si elle avait lieu en espace libre. En pratique, dans les liaisons entre stations fixes, on s'arrange toujours pour ne pas avoir d'obstacles dans la zone de Fresnel ( Ceci conduit éventuellement à surélever les antennes au dessus du sol par des pylones, etc..)

La première zone de Fresnel relative à un trajet A B est le lieu des points M de l'espace tels que:

$$AM + MB = AB + \lambda/2$$

C'est une ellipsoïde de révolution, de foyers A et B et dont le petit axe est égal à  $\sqrt{\lambda d}$

## E ) Formules Empiriques de Calcul

### II ) Affaiblissement en espace libre

L'affaiblissement de transmission des ondes entre les extrémités de chaque section d'un faisceau hertzien est le premier élément à connaître lors du projet d'un faisceau hertzien.

$$\text{On a : } P_r = P_e + G_e + G_r - A - P$$

$$\text{avec } A = 20 \log \frac{4 \pi d}{\lambda} \quad \text{et } G = \frac{4 \pi S_e}{\lambda^2}$$

$S_e$  : Surface effective de l'aérien

$P_e$  : Puissance d'émission

$P_r$  : Puissance reçue

$G_e$  : Gain de l'aérien d'émission

$G_r$  : Gain de l'aérien de réception

$P$  : Pertes feeders, circuit d'aiguillages etc..

### 2 ) Affaiblissement dû aux trajets multiples

Compte tenu du fait que l'atmosphère peut-être considérée comme étant constituée de feuillets horizontaux d'indices de réfraction différents, en première approximation une onde qui traverse ces couches en incidence presque rasante va se réfléchir partiellement.

L'affaiblissement dû aux trajets multiples se calcule par la marge de Fading:  $M_a$

$$M_a = 35 \log (D - 5) - 10 \log P + 10 \log f - 76$$

avec :

$M_a$ : Marge de Fading en dB

$D$ : Distance en Km

$P$ : Probabilité pour que cet affaiblissement soit atteint

$f$ : Fréquence en GHz

Cette formule est valable pour un affaiblissement supérieur à 15 dB; c'est-à-dire que pour des probabilités  $P$  inférieures à 0,01, la liaison est bonne pour le C C I R ( clause française ). Si ce n'est pas le cas, on utilise alors la diversité d'espace ou de fréquence pour améliorer cette probabilité ( voir partie " diversité " ).

### 3 ) Diamètre et gain des antennes

Pour des bonds de moins de 30 Km, le C C I R recommande des aériens de 2m de diamètre et pour des bonds de 50 Km, des aériens de 3m de diamètre. Pour nos calculs, nous prendrons, comme cela se fait généralement, respectivement des aériens de 3 et de 4m de diamètre.

Le gain d'un aérien se calcule par la formule suivante:

$$G \text{ ( dB )} = 20 \log F + 20 \log D - 82,3$$

F: Fréquence centrale en MHz

D: Diamètre de l'aérien en cm.

### F ) La diversité

Des dispositifs spéciaux doivent être pris pour lutter contre le Fading. Pour cela, on fait appel à une technique de transmission par diversité.

#### I ) Principe

On a constaté expérimentalement que, pourvu que les signaux émis suivent des chemins radioélectriques différents, les signaux reçus suivent les mêmes lois de Fading, mais que les fluctuations du Fading rapides étaient décorrelées dans le temps. Ainsi donc; si l'on dispose de plusieurs récepteurs, il y a de fortes chances pour qu'au même instant, si un ou plusieurs signaux sont faibles, un ou plusieurs autres soient forts.

#### 2 ) Type de diversité

On peut utiliser différents procédés pour que les chemins suivis par les ondes soient radioélectriquement différents. Si l'on reçoit un signal émis sur une antenne passant deux pinceaux diversement inclinés sur l'horizon, on aura réalisé de la diversité angulaire.

Si l'on reçoit un signal émis sur deux antennes distantes l'une de l'autre de 50 à 60 , les chemins suivis sont géographiquement et radioélectriquement différents. On aura réalisé de la diversité d'espace.

Si le signal est émis sur deux fréquences suffisamment éloignées l'une de l'autre ( 50 à 100 MHz ), les chemins suivis bien que géographiquement identiques sont radioélectriquement différents et les signaux reçus par une antenne sont décorrelés; On aura réalisé de la diversité de fréquence.

#### 3 ) Diversité de fréquence

Ce type de diversité sera utilisé au maximum de ses possibilités si l'on réserve à chaque canal normal de transmission, un canal de secours avec un système de commutation pour chaque bond.

Le gain de diversité en fréquence  $I_f$  pourra alors s'écrire:

$$I_f = V^2 q_F L^{-2}$$

où  $V$  représente le gain relatif des deux antennes de réception.

$$G(\text{pal}) - G(\text{second.}) = -20 \log V$$

$L$ : est la profondeur de l'évanouissement:

$$A = 20 \log L$$

et  $q_F$  caractérise la diversité en fréquence.

$$q_F = 80 \frac{\Delta F}{f} \frac{1}{F.D}$$

$F$ : fréquence en GHz.

$\Delta F$ : écart de fréquence en GHz entre les deux canaux.

$D$ : longueur du bond en Km

Mais le fait que la bande de fréquence " coûte chère ", la diversité en fréquence avec un canal de secours par un canal normal est très peu utilisée.

En pratique, pour les artères à grosse capacité, les systèmes utilisés sont les systèmes avec un ou deux canaux de secours pour  $n$  canaux normaux.

Remarque: Un système avec un canal de secours pour  $n$  canaux normaux pourra être considéré comme équivalent à un système avec un canal de secours pour un canal normal dont l'écart de fréquence serait:

$$f = \frac{n}{\sum_k I / \Delta f_k}$$

La sommation contenant  $(I/2)n(n+1)$  termes.

$f_k$  représentant l'écart de fréquence entre deux canaux quelconques parmi les  $(n+1)$  canaux.

#### 4) Diversité d'espace

Pour une réception en diversité, la probabilité qu'un affaiblissement supérieur à  $L$  se produise est proportionnelle à  $L^4$ . Le gain de diversité sera alors caractérisé par la quantité  $I$  telle que:

$$P(\text{diversité}) = \frac{P(\text{normal})}{I} \quad \text{avec } I = kL^{-2}$$

L'expression semi-empirique de  $I$  dans le cas d'une diversité d'espace sera

$$I_e = 1,25 \cdot 10^{-3} V^2 S^2 f \cdot \frac{1}{D L^2}$$

V: gain de l'antenne secondaire de réception par rapport à l'antenne principale :  $G_{sec} - G_{pal} = 20 \log_3 V$   
 f : fréquence exprimée en GHz.  
 s: distance entre les deux antennes de réception exprimée en mètre.  
 D : Longueur du bond exprimé en Km.

Remarque:

L'expression du gain en diversité étant de  $I = V^2 q_L^{-2}$ .  
 Sachant que  $q_e = 1,25 \cdot 10^{-3} s^2 f/D$   $3m \leq s \leq 15m$  et  $q_f = 80 \Delta f \cdot \frac{I}{f \cdot D}$   
 On aura des gain égaux pour les diversités d'espace et de fréquence lorsque

$$s^2 = 64 \cdot 10^3 \cdot \Delta f / f^2$$

5 ) Applications

Faisceau Hertzien à vue directe fonctionnant en diversité : (ordre 2 en fréquence et ordre 2 en espace ) voir Fig 32.

G ) AFFAIBLISSEMENT EN ESPACE LIBRE

L'affaiblissement est donné par:

$$A = (4\pi d)^2 / \lambda^2$$

En dB on aura:

$$A = 20 \log 4\pi d / \lambda$$

A cet affaiblissement s'ajoute les pertes par feeders, circuit d'aiguillage bruit d'équipement etc...

H ) Marge par rapport au seuil de -78dBm correspondant à un taux d'erreur de  $10^{-6}$

Cette marge est donnée par :

$$M_a = P_r - ( -78 \text{ dBm} )$$

I ) PLAN DE FREQUENCE RADIOELECTRIQUE DANS LA BANDE 2 GHz

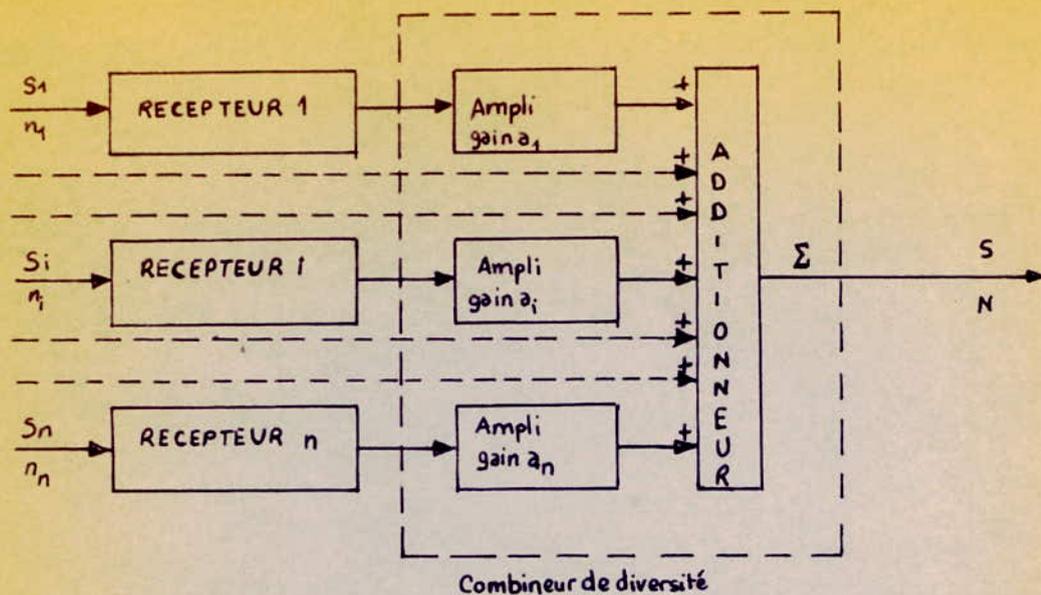
Introduction : Dans une liaison Hertzien, l'étude du plan de fréquence permet de connaître le nombre de canaux utilisé et type de polarisation.

Polarisation Verticale:

Une onde électromagnétique est dite polarisée verticalement quand, son champ électrique est dans le plan verticale contenant la direction de propagation de l'onde.

Polarisation Horizontale:

L'onde est dite polarisée horizontalement si son champ électrique est horizontal.



- Principe de fonctionnement d'un combineur de diversité .

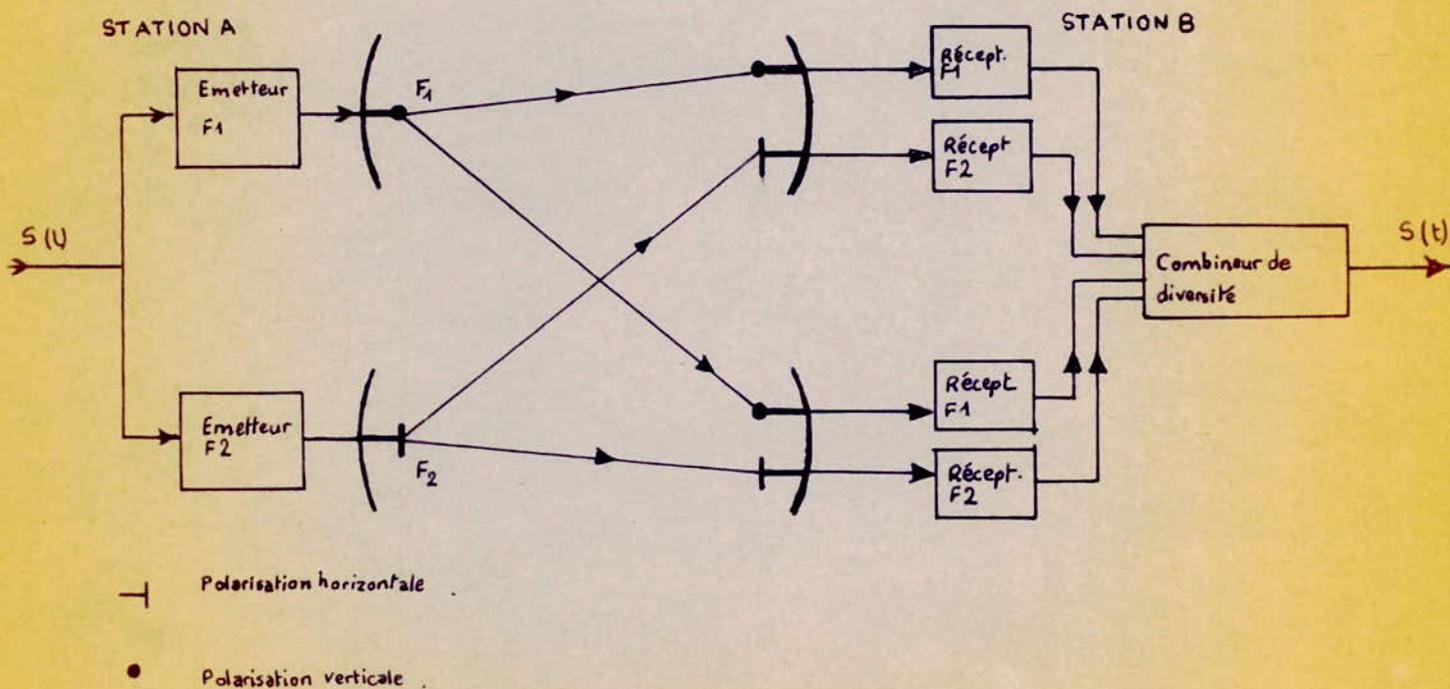


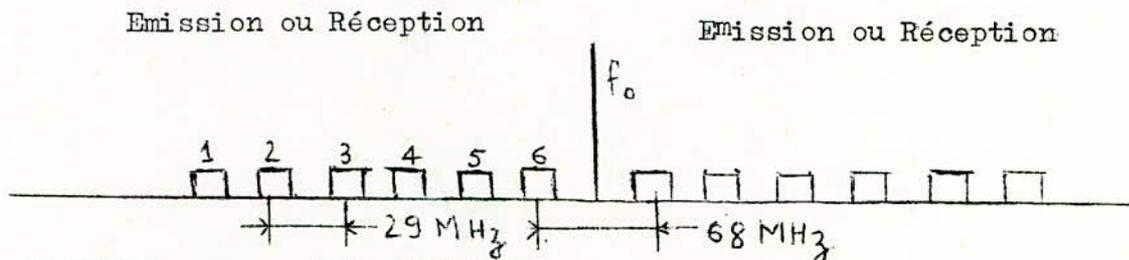
Figure 32 - Principe d'une liaison à diversité d'ordre 4 (diversité d'ordre 2 en fréquence, d'ordre 2 d'espace). Pour plus de clarté on a supposé que la liaison AB était unilatérale. Dans le cas d'une liaison bilatérale, chaque station comporte à la fois les équipements représentés pour A et pour B .

L'écart entre les différentes porteuses et la largeur des canaux sont imposés par le C.C.I.R.

Nous avons dans notre cas suivant l'avis C.C.I.R. Rec. 382 - 2 (480 voies )

Numéro de canal

Polarisation (V et H )



Bande de fréquence : 1700-2300 MHz

Partie inférieure de la bande :  $f_n = f_0 - 208 + 29n$  MHz

Partie supérieure de la bande :  $f_n = f_0 + 5 + 29n$  MHz

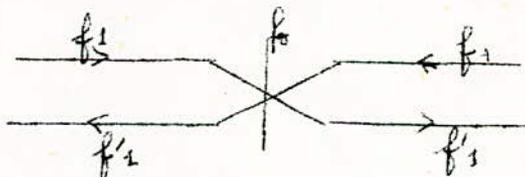
$n \neq 6$  : nombre de canaux et 29MHz : Espacement entre canaux

Dans l'étude d'un plan de fréquence se pose le problème d'interférence entre fréquences porteuses , fréquences locales... Ainsi, on procède de façon que les fréquences d'émission soient suffisamment écartées, pour éviter que les récepteurs ne soient perturbés par les émetteurs.

Plan à deux ou à quatre fréquences.

-plan à deux fréquences

Si on a une liaison à plusieurs bords, on a alors toutes les fréquences d'émission identiques et toutes les fréquences de réceptions identiques.



Dans ce cas, il faut envisager une protection "avant-arrière " suffisante des aériens pour éviter un brouillage éventuel d'où la forme parabolique des antennes.

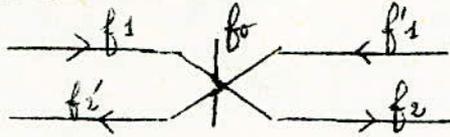
Pour les liaisons à bond court , il est conseillé d'utiliser les polarisations Verticale et Horizontale pour parer à une possibilité de brouillage par excès de propagation. En effet, si l'on émet à partir d'une station avec une fréquence  $F_I$  en polarisation horizontale et si l'on émet une nouvelle fois avec cette même fréquence et avec la même polarisation à partir de la troisième station, la réception de la quatrième station peut-être perturbée par l'excès de propagation de la première station.

Il faut donc changer de polarisation dès que l'on réutilise une fréquence. Ce changement de polarisation nous procure une protection supplémentaire de 25 à 30 dB.

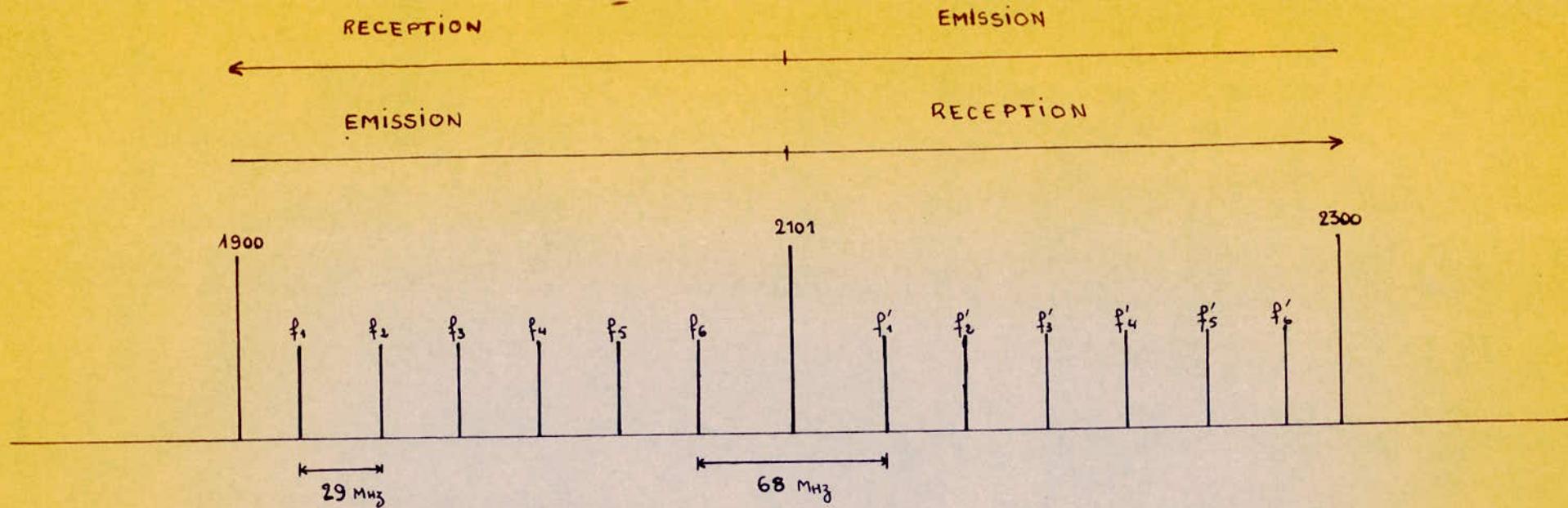
Malgré toutes ces précautions, à la fréquence centrale de 2,1 GHz fixée, la protection est insuffisante, et on adopte alors le plan à quatre fréquences.

#### Plan à quatre fréquences

On a alors le schéma suivant:



Dans le cadre de notre projet, nous avons deux canaux de service et un canal de secours.



$$f_1 = 1922 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 1951 \text{ MHz}$$

$$f_3 = 1980 \text{ MHz}$$

$$f_4 = 2009 \text{ MHz}$$

$$f_5 = 2038 \text{ MHz}$$

$$f_6 = 2067 \text{ MHz}$$

$$f'_1 = 2135 \text{ MHz}$$

$$f'_2 = 2164 \text{ MHz}$$

$$f'_3 = 2193 \text{ MHz}$$

$$f'_4 = 2222 \text{ MHz}$$

$$f'_5 = 2251 \text{ MHz}$$

$$f'_6 = 2280 \text{ MHz}$$

Plan de fréquence radioélectrique dans la bande 2 GHz.

I INTRODUCTION

Le rôle d'un équipement de telecommunications est de transmettre l'information avec sécurité.

Les conséquences d'une panne sont importantes du point de vue économique. la panne sur une ligne de transmission coupe des milliers de communications pendant une heure environ d'où la nécessité d'une télésurveillance de paramètres pouvant provoquer cette panne.

Lorsqu'un matériel est repérable la détection d'une panne est coûteuse soit parcequ'elle nécessite l'immobilisation du matériel soit parcequ'elle met en œuvre une équipe de maintenance et un système de détection de pannes.

La maintenance peut être préventive. la variation de paramètres critiques sur certains composants permet parfois de savoir qu'une défaillance est proche. Cette forme de maintenance permet de diminuer les chances de pannes.

II EXIGENCES OPERATIONNELLES DE FIABILITE

Barmi les pannes possibles, certains sont bien entendu dûes à la fiabilité intrinseque des équipements, d'autres seront liées à la propagation des ondes hertziennes ( évanouissements, interference, conditions atmosphériques etc ) elles ne sont prévisibles que statistiquement en fonction de l'heure de la journée et surtout de la saison. D'autres enfin seront provoqués par la sensibilité des équipements électriques et électronique, aux phénomènes atmosphériques telque la foudre d'autant plus importante dans ce cas que les stations hertziennes sont classiquement situés sur les "points hauts ". Ainsi la plupart des pannes en station proviennent encore de coupure d'alimentation en énergie électrique sur disjonction dûes à la foudre. Bien entendu la fiabilité des équipements composant la chaîne de supervision et de commande jouera un rôle foudamental.

Les principes généraux suivants doivent être mis en œuvre d'une façon systematique:

- Alimentation des équipements vitaux d'une station de transmission sur batteries tampons.

- doublement du dispositif d'alimentation en energie d'un centre emetteur ou d'un relais Hertzien.
- Canal de transmission de secours parallele.
- Automatismes de réencadrement sur disjonctions dues à la foudre.

### III DEVELOPPEMENT DE L'EXPLOITATION:

Le developpement de l'exploitation conduit à regrouper les fonctions de l'exploitation et des moyens.

#### A) Regroupement des fonctions

L'utilisation systematique de la télésurveillance et de la commutation sur liaisons de secours de developpe, aboutissant à la mise en place de stations hertziennes de deux types, les stations télésurveillées et les stations surveillantes.

En utilisant la technique des tubes, le rapports optimum du nombre de stations surveillées au nombre de stations surveillantes est de 4 en regime normal ( c.à.d le jour ) et de 12 en regime de veille ( nuit, jours feriés etc...) la transistorisation à entrainé une augmentation de ces deux chiffres. Les stations surveillantes sont chargées des controles.

#### B) Regroupement des moyens

Ce regroupement des moyens est la conséquence logique du regroupement des fonctions et de la centralisation du personnel.

L'effectif global est alors d'environ la moitié de l'effectif **nécessaire** pour assurer l'exploitation sans telesurveillance. Signalons que la télésurveillance réduit considérablement les servitudes jus'ici imposées au personnel lui même ( isolement des stations gardiennage etc...)

#### C) Developpement de l'entretien:

L'entretien est assuré par les stations surveillantes responsables de leurs zones ( 4 stations télésurveillées ) jus'qu'à présent cet entretien pouvait se faire sur place, la technologie nouvelle des équipements transistorisés ne le permettra plus aussi systematiquement dans l'avenir. En effet, désormais c'est bien plus le sous ensemble que la pièce détachée, qui est le module élémentaire des nouveaux équipements.

Comme ces sous essembles ne peuvent valablement être dépannés qu'avec des moyens très importants, qu'on ne peut installer dans chaque zone ( on ne les installe que dans les stations principales ). on se trouve

dans l'obligation non plus un stock de pièces détachées, mais un stock de sous ensembles bien entendu, le problème de la détermination de la nature et du volume des stocks reste posé.

La concentration des moyens d'entretien n'est intéressante que dans la mesure où elle correspond à une diminution du volume général des opérations d'entretien.

La localisation du laboratoire d'entretien en certains points du réseau ne peut être qu'une étape vers une centralisation plus élaborée.

L'expérience de l'entretien des nouveaux faisceaux transistorisés permettra, seule, de déterminer la meilleure politique.

#### D) Developpement de la maintenance

Jusqu'ici la maintenance préventive apparaissait indispensable et possible, mais l'évolution de la technique a permis une diminution des interventions aussi bien en temps qu'en volume. De plus, il est apparu que de trop fréquentes interventions n'amélioreraient pas la qualité de matériel c'est pourquoi la transistorisation, du fait de l'accroissement de la fiabilité et de la diminution des ponts de mesure, rend moins nécessaire la maintenance préventive et en tout cas elle limite cette maintenance préventive au niveau des sous ensembles. La centralisation des moyens de maintenance apparait donc de même que la centralisation des moyens d'entretien, comme une conséquence de l'évolution les fonctions de maintenance préventive seront désormais limitées aux interventions qui échappent aux moyens courants de l'exploitation.

### V PROBLEMES DE PROTECTION DES EQUIPEMENTS:

#### A) Protection des pylônes rayonnants contre le danger des décharges atmosphériques:

Il a été signalé des cas de dégradation des haubans par l'effet de décharges statiques pouvant se manifester en dehors des orages.

Le phénomène est le suivant : la décharge amorce un arc ultérieurement entretenu par l'émetteur. Aucun procédé ne semble être efficace pour se protéger à coup sûr contre ce phénomène. La seule solution semble résider dans l'emploi d'isolateurs de dimensions suffisantes.

#### B) Protection du matériel contre l'humidité:

Le problème est différent suivant que l'on considère le matériel à lampes ou le matériel à transistors.

.../...

Pour le matériel à lampes, une protection générale efficace consiste à laisser les lampes en chauffage permanent, on a installé des lampes de chauffage spéciales à la base des armoires.

Pour le matériel transistorisé, on a constaté que le faible échauffement favorise la formation de moisissures provoquant anomalies.

Il est souhaitable par conséquent d'utiliser des plaquettes complètement enrobées et d'induire les contacts avec des produits appropriés par exemple de la graisse ou des silicones.

De toute manière, il paraît intéressant de climatiser tous les locaux contenant de nombreux matériels transistorisés.

## V EVOLUTION ECONOMIQUE:

L'évolution des techniques et celle du fonctionnement permettent de suivre l'évolution économique.

Les coûts d'investissement et de fonctionnement n'ont cessé, toutes choses égales par ailleurs, de diminuer, mais il semble qu'une diminution assez brutale soit apparue avec la transistorisation. En effet si l'on compare les coûts d'investissement de deux matériels hertzien de capacité identique ( 600 voies par exemple ) on constate réduction de 50% du coût du kilomètre de circuit.

Cette diminution importante porte très peu sur les équipements électriques, mais beaucoup sur postes bâtiments ( rapport 3,4 ) énergie ( rapport 1,8 ) et équipements auxiliaires de contrôle, de télésurveillance et commutation. Cette diminution du coût justifierait donc à elle seule l'utilisation et le développement de la transistorisation.

En ce qui concerne le fonctionnement, la diminution du volume du personnel et des moyens matériels d'exploitation et d'entretien a pour conséquence là aussi une diminution des dépenses. Signalons néanmoins que sur le plan de l'économie le problème du stock des sous ensembles se présente sous un jour nouveau.

V/ CHOIX D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION:

Le choix des faisceaux hertziens à visibilité directe est imposé au préalable par les besoins du service téléphonique et tout particulièrement par le nombre et la situation des points de

Dans la mesure où l'on désire acheminer à grande distance un sous-ensemble de circuits sans , il apparaît que le coût de la fourniture, de la pose et du raccordement du câble représente un poste financier très lourd, ce qui joue en faveur de la solution par faisceau hertzien ( rapport 2,4 dans le cas de systèmes à tubes conventionnels et 3 dans le cas de systèmes transistorisés.)

Donc, dans certains cas la solution "F.H " s'impose naturellement, mais dans les autres cas il y'a lieu de faire une étude comparative à partir des données locales. Il n'en reste pas moins que d'une façon générale la solution la plus économique du point de vue de l'investissement reste la solution "F.H " les coûts de fonctionnement étant sensiblement les mêmes.

CONCLUSION:

La transistorisation dans le domaine hertzien, qui est à l'heure actuelle l'élément fondamental de l'évolution de cette technique conduit à un bilan très largement positif sur le plan de la fiabilité de l'exploitation, et de l'économie financière en matière d'investissement et de fonctionnement.

V// CANAUx ET SYSTEMES USUELS DE TRANSMISSION:

\* Pour la transmission en "F.H " on utilise le  
( 300/15.000 M HZ , ondes decimetriques et centimetriques. )

\* La propagation s'effectue principalement à vue directe, dans des conditions de la propagation en espace libre jusqu'à 10000 M HZ fréquence à laquelle l'absorption atmosphérique commence à devenir importante. Le champ reçu à vue directe est généralement assez stable, mais des fadings peuvent être observés lorsqu'il y a propagation sur des trajets multiples.

...../.....

\* La bande passante est élevée et limitée principalement par celles des équipements. On atteint couramment plusieurs dizaines de MHz.

La plupart des moyens de transmission à grande capacité utilisent ce canal.

\* Bruit le bruit thermique du récepteur est prépondérant, son niveau est faible.

\* Antennes: les antennes sont, selon l'usage, de types très divers. Antennes à ouvertures rayonnantes, antennes paraboliques, antennes " cornets " antennes à fentes. Ces antennes ont des gains importants ( 20 à 30 B ) et facilitent l'établissement de liaisons. Les puissances d'émission sont variables selon l'usage: quelques watts à quelques centaines de watts pour un "F.H ".

Usages: très nombreux et multiples mais principalement les " F.H " à vue directe et grande capacité, la radiophonie à usage aéronautique, les télécommunications spatiales et la télévision.

## CHAPITRE IX

### ALIMENTATION EN ENERGIE

---

#### INTRODUCTION

L'énergie électrique est l'une des formes les plus nobles de l'énergie et l'homme, dans son effort constant d'adaptation de l'environnement à ses besoins, tend à utiliser de plus en plus cette énergie propre et pratique. Chaque fois que de grandes quantités d'électricité sont nécessaires, des centrales de forte puissance en assurent la distribution, mais la prise de courant constituant une contrainte gênante, la demande en source d'énergie mobile ou portable s'accroît avec rapidité.

Les possibilités de production autonome d'énergie électrique sont relativement peu nombreuses: Les groupes électrogènes, les turbines à gaz, les cellules solaires, les éoliennes, les turbines hydrauliques, les générateurs thermo-ioniques ou thermo-électriques et enfin les générateurs électro-chimiques représentent les solutions actuelles.

Ces différents systèmes peuvent parfois être en concurrence, mais en pratique leurs caractéristiques propres en limitent l'emploi à des domaines bien distincts, en particulier la production d'énergie sous faible puissance allant du microwatt au kilowatt est l'apanage quasi exclusif des générateurs électrochimiques piles ou accumulateurs.

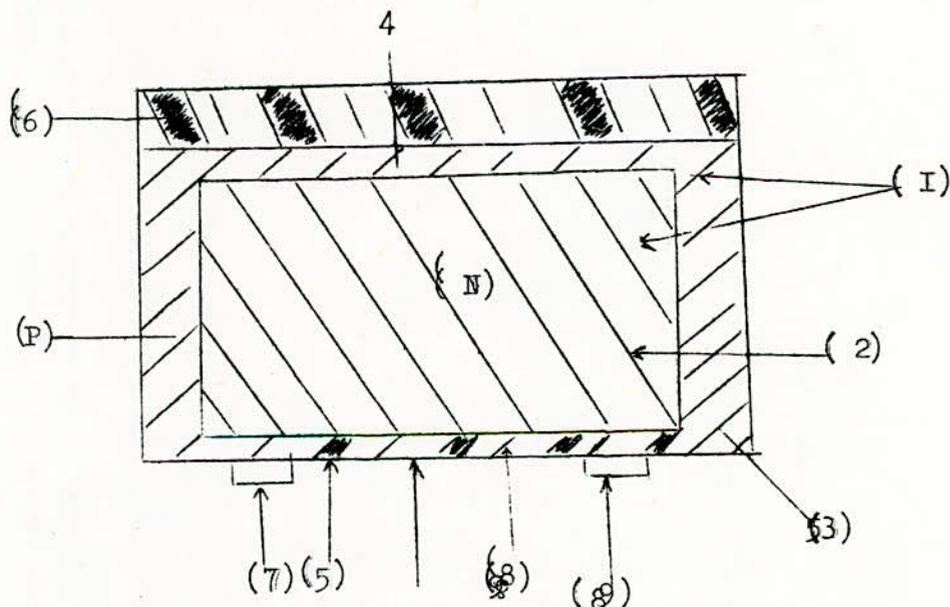
Par suite de leur trop faible rendement, l'utilisation industrielle des piles thermoélectriques n'a pas été envisagée jusqu'à présent et c'est pourquoi on s'est intéressé à l'apparition des piles solaires qui reposent sur un tout autre principe et qui ont un rendement beaucoup plus important.

L'emploi des piles solaires réside sur les propriétés des semi-conducteurs et en particulier des jonctions P.N.

Dans notre cas, nous allons étudier une pile bien spécifique: La pile de la BELL Téléphone.

A) DESCRIPTION ET RENDEMENT DE LA PILE DE LA " BELL " TELEPHONE

Dans la batterie de piles solaires de la BELL Téléphone Co, on connecte en série-parallèle un certain nombre d'éléments enfermés dans une boîte de matière plastique transparente pour les protéger de la corrosion et des chocs. La figure ci-dessous représente une cellule qui a été réalisée industriellement, et qui peut fournir à un circuit d'utilisation une énergie de plus de  $55 \text{ W/m}^2$  de surface de cellule, celle-ci comprend un corps de silicium ( I ), présentant des faces rectangulaires étendues. Ce corps comprend une région interne ( 2 ) du type n, ayant une résistivité d'environ  $0,1 \Omega \text{ cm}$  et une région externe du type p, avec diffusion de bore dont la résistivité est de  $0,001 \Omega \text{ cm}$ .



COUPE DE LA PILE SOLAIRE DE LA WESTERN ELECTRIC CO

1. Corps de Si
2. Région interne du type n
3. Région externe du type p
4. Face antérieure
5. Face postérieure où sont faits les connexions

6. Revêtement de polystyrène

8. Borne négative

7. Borne positive

9. Cire isolante

Cette différence de résistivité permet d'éviter d'avoir des caractéristiques de courant inverse médiocres et il est intéressant d'avoir une région du type à faible résistivité pour permettre d'y faire des connexions à faible résistance chimique. Enfin la région ( 3 ) du type p doit être extrêmement mince de façon qu'elle soit aussi transparente que possible aux rayons incidents. Pratiquement, son épaisseur n'est pas supérieure à 0,0025mm et celle du type n'est de 0,01mm environ.

On réalise des connexions à faible résistance aux régions du type n du type p par revêtement électrolytique d'un métal approprié, non contaminant tel que le rhodium, déposé sur la surface postérieure ( 5 ) de la cellule, et laissant la surface antérieure ( 4 ) complètement exposée aux rayons lumineux. Ce revêtement est relié à des conducteurs de cuivre.

Enfin, afin de réduire les pertes par réflexion, la surface antérieure ( 4 ) de la cellule est recouverte d'un mince revêtement ( 6 ) de polystyrène qui a un indice de réfraction de 1,6 environ, c'est-à-dire la moyenne entre celui de l'espace libre et celui du Silicium.

Le rendement atteint avec de telles batteries est de l'ordre de 6%, ce qui, pour un début, n'est pas négligeable puisque l'énergie est fournie gratuitement par la lumière solaire. Rappelons, à titre de comparaison que le rendement des centrales thermiques est de 18% ( soit 1 KWh pour 600g de charbon, capable de fournir 8000 Kcal/Kg ).

Les recherches entreprises par l'électricien CHAPLIN D.M avaient montré dans une étude sur les premières réalisations de piles solaires que le rendement atteint était de 4%. Depuis cette publication, CUMMEROW a procédé à un examen du rendement théorique que l'on peut espérer atteindre avec des dispositifs de ce genre. Il a établi une expression donnant, dans le cas d'une lumière monochromatique, l'énergie électrique maximum que le semi conducteur irradié peut fournir à une résistance électrique, en fonction du rayonnement irradiant. Ce rendement augmente rapidement avec l'épaisseur du semi conducteur, passe par un maximum, puis diminue ensuite lentement du fait de la recombinaison des paires trou-électron produites. Le calcul montre, par exemple, que dans le cas d'une jonction dans le germanium ayant un intervalle de 0,72 electron volt entre les bandes de valence et de conduction, suffisamment refroidies et soumises au rayonnement solaire

on peut espérer arriver à un rendement de conversion de l'énergie de 10 à 12% si l'on suppose que les pertes par réflexion sont de 33%.

Avec l'extension de ce calcul au cas d'une jonction P N au siliçium à un spectre solaire complet, on arrive à un rendement de l'ordre de 17% (en négligeant les pertes par réflexion) ou d'environ 10% en tenant compte de ces pertes.

## B) APPLICATION DE LA PILE DE LA BELL TELEPHONE

### - Alimentation des lignes téléphoniques:

Une des premières applications de la pile solaire BELL a été l'augmentation en courant des récepteurs de lignes téléphoniques dans les régions désertiques où il est très coûteux d'établir de longues lignes amenant le faible courant consommé.

Dans ces zones où les périodes ensoleillées sont fréquentes, il est tout indiqué d'utiliser des piles solaires pour fournir le courant nécessaire.

Remarque: La batterie ne cesse pas complètement de fonctionner par temps couvert, le nombre de photons qu'elle reçoit est simplement réduit et son débit est diminué.

## II) I N T R O D U C T I O N

Dans une perspective d'avenir, nous allons considérer une alimentation par cellules solaires.

### A) PROMESSES DE L'ENERGIE SOLAIRE

L'énergie électrique est produite dans une gamme de puissance étendue allant du Watt au Gigawatt et destinée à des utilisations également très vastes.

Les générateurs concernés sont alors variés et utilisent des énergies primaires telle que le gaz, le charbon, le pétrole ou énergie nucléaire.

L'énergie dispensée gratuitement par le soleil apparaît comme une solution miraculeuse aux problèmes d'alimentation. ( faible ou forte puissance ). La Terre reçoit  $4 \cdot 10^{27}$  kWh par an, chiffre qui représente environ 50000 fois la consommation du monde entier prévue dans une cinquantaine d'années. Alors des projets grandioses sont nés. Pour fournir à la Terre 5000 MW, il n'y aurait qu'à satelliser un générateur solaire de  $60 \text{ Km}^2$  dont

l'énergie serait transmise à la Terre par ondes courtes et récupérée par une antenne de 7km de diamètre.

Des difficultés inhérentes à la réalisation de tels projets rendent futuristes l'utilisation de cellules solaires comme centrale de puissance.

### III) LE GENERATEUR SOLAIRE

Les stations d'énergie sont le plus souvent destinées à des applications telles que balises hertziennes ou optiques, répéteurs radio-électriques... caractérisés par le fait qu'ils doivent être alimentés en permanence.

Une telle station est constituée de modules de cellules solaires associées à un accumulateur. La liaison de ces éléments est assurée par une diode. Dans les pays à fort ensoleillement comme c'est le cas de notre pays, un régulateur de charge évite toute surcharge de l'accumulateur.

#### A) Les modules

Les modules R.T.C ont montré qu'ils résistent aux conditions atmosphériques les plus sévères.

- température élevée
- vent de sable
- corrosion marine

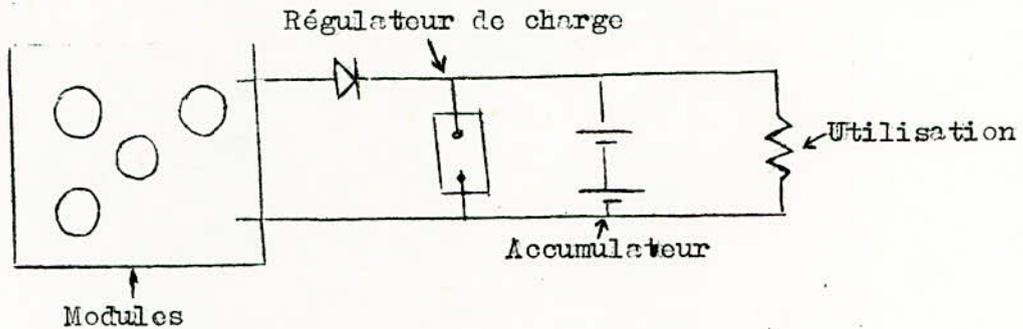
Ils répondent aux normes d'essai U.T.E Ref.NFC 93/001. Ils peuvent être branchés en série pour obtenir les tensions voulues telles que 12, 24, 36,... 240V et en parallèle en fonction des courants désirés.

Les différents modules constituant la station sont orientés face aux rayons solaires à l'équinoxe. L'angle qu'ils font avec l'horizontale est théoriquement celui de latitude du lieu. Entre le 40<sup>e</sup> parallèle, cet angle ne sera toutefois pas inférieur à 30° ( degrés ).

#### B) L'accumulateur

Celui-ci est destiné à accumuler l'excès d'énergie en période favorable pour la redistribuer en période non ensoleillée. La capacité de l'accumulateur dépend de la variation de l'énergie reçue en cours d'année.

Les pertes par auto-décharge propres à chaque type d'accumulateur sont compensées par un apport d'énergie provenant des cellules solaires. La remise à niveau de l'électrolyte ( pour un accumulateur au plomb ) peut être effectuée seulement une fois par an dans les pays à fort ensoleillement, lorsque l'installation est équipée d'un régulateur de charge.



### C ) Avant-projet d'un générateur

Le générateur solaire est défini par:

- La puissance crête  $P_c$  de cellules solaires qu'il faut installer

- La capacité de la batterie C en Ah et la tension nominale d'utilisation U

Pour déterminer ces éléments, il faut connaître:

- L'énergie E disponible au lieu de l'installation  
( entre 600 et 800  $KT/cm^2$  dans le cas de notre liaison )

- La tension nominale de l'utilisation

- La puissance moyenne  $P_u$  consommée par l'utilisation ou encore:

core:

- La puissance nominale de l'utilisation

- Le temps de fonctionnement par 24 heures

( Ex: Une puissance nominale de I KWh pendant par jour correspond à I KWh par 24h et une puissance  $P_u$  de 24 W

### D ) Puissance-crête

Elle est définie par la formule suivante:

$$P_c = 7 \times \text{puissance moyenne ( } P_u \text{ )} \times \frac{700}{E}$$

( à 60° C )

Cette formule montre qu'un module de puissance crête  $P_c = 7 \text{ W}$  à  $60^\circ \text{ C}$  associé à un accumulateur délivre en permanence une puissance moyenne  $P_u$  de  $1 \text{ W}$  lorsqu'il reçoit une énergie annuelle de  $700 \text{ KJ/cm}^2$ . Les régions les plus concernées par l'énergie solaire sont situées de part et d'autre de l'équateur et comprises entre le  $40^\circ$  parallèle. Elles reçoivent de  $500$  à  $800 \text{ KJ/cm}^2$  et par an. Dans ces régions la relation devient:

$$P_c = 6 \text{ à } 10 \text{ fois la puissance moyenne}$$

Le nombre de modules à installer sera calculé en divisant la puissance crête ( $P_c$ ) par la puissance du module défini à température  $60^\circ \text{ C}$  et  $E = 100 \text{ mW/cm}^2$ .

E ) La capacité de l'accumulateur

Un avant-projet peut être établi à partir du tableau ci-dessous:

latitude en degré		10	20	40	60
tension	12v	10 AH	20 AH	40 AH	80 AH
	24v	5	10	20	40
	36v	3,5	7	14	28

Celui-ci indique la capacité  $C$  en AH en fonction de la tension nominale d'utilisation  $U$  et de la latitude du lieu pour l'alimentation d'une charge de puissance  $P_u$  égale à  $1 \text{ W}$ .

Cet avant projet de liaison numérique P C M, reliant les villes de EL-GOLEA, TIMIMOUN et ADRAR, se fera au moyen d'équipements SAT à 2,048 Mbit/s suivant l'avis C C I R 283-2, par Faisceau-Hertzien de capacité téléphonique 120 voies .

Nous donnons ici les caractéristiques électriques principales qui nous ont été fixées et qui nous ont permis d'apprécier la qualité de la liaison

- Bande de fréquence: 1,9 à 2,3
- Puissance à l'émission:  $P_e = 32$  dBm
- Fréquence intermédiaire: 70 MHz
- Alimentation = - 24 volts
- Gain des antennes suivant le diamètre  $\phi$ 
  - $\phi = 3m$  \_\_\_\_\_  $G = 33$  dB
  - $\phi = 4m$  \_\_\_\_\_  $G = 35$  dB
- Sensibilité de réception: ou niveau de puissance à l'entrée du récepteur qui donne un taux d'erreur par élément binaire de  $10^{-6} = 78$  dBm
- Pertes: Feeder 6 db/100m  
Aiguillages 2dB

DISTANCE ( KM )	HAUTEUR (m)	ANTENNES (m) / G(dB)	AFFAIBLISSEMENT EN ESPACE LIBRE (dB)	PERTES TOTALES (dB)	- P <sub>r</sub> ( dBm )	MARGE A - 78 dBm r = 10 <sup>-6</sup>	10 log P / P(10 <sup>-6</sup> )
EL-GOLEA-R <sub>I</sub> = 4,25	37/62	4/35,76	137,03	7,94	35,4464	42,5536	- 60,46255/0,89897
R <sub>I</sub> R <sub>2</sub> = 31,8	62/72	4/35,76	128,51	10,04	35,0264	42,9736	- 65,989050/0,251823
R <sub>2</sub> R <sub>3</sub> = 27,2	72/52	3/33,26	127,15	9,44	38,0640	39,9360	- 65,81375/0,262195
R <sub>3</sub> R <sub>4</sub> = 22,8	52/32	3/33,26	125,62	7,04	34,1340	43,8660	- 73,1013/0,0489632
R <sub>4</sub> R <sub>5</sub> = 37,5	32/92	4/35,76	129,94	9,44	35,8594	42,1406	- 62,2248/0,599129
R <sub>5</sub> R <sub>6</sub> = 34,8	92/42	4/35,76	129,29	10,04	36,8904	41,1096	- 61,5119/0,706009
R <sub>6</sub> R <sub>7</sub> = 18	42/32	3/33,26	121,57	6,44	31,4818	46,5182	- 80,5303/0,00885051
R <sub>7</sub> R <sub>8</sub> = 31	32/52	4/35,76	128,29	7,04	35,2126	46,1940	- 69,67005/0,107893
R <sub>8</sub> R <sub>9</sub> = 25,5	52/32	3/33,26	126,70	7,04	35,2126	42,7874	- 69,87615/0,102893
R <sub>9</sub> R <sub>10</sub> = 28	32/52	3/33,26	127,41	7,04	35,9196	42,0804	- 67,41985/0,18114
R <sub>10</sub> R <sub>11</sub> = 21,7	52/32	3/33,26	125,19	8,24	34,9056	43,0944	- 73,2992/0,0467821
R <sub>11</sub> -TIMIMOUN = 23,5	52/62	3/33,26	129,88	8,84	36,1978	41,6022	- 70,45125/0,0901312
TIM- K <sub>1</sub> = 38	62/72	4/35,76	130,06	10,04	37,1744	40,8256	- 60,67775/0,85551
K <sub>1</sub> K <sub>2</sub> = 23	72/62	3/33,26	125,70	10,04	36,6110	41,389	- 70,45455/0,00901
K <sub>2</sub> K <sub>3</sub> = 25	62/67	3/33,26	126,42	9,74	37,6352	40,3648	- 67,82875/0,164864
K <sub>3</sub> K <sub>4</sub> = 29	67/67	3/33,26	127,71	10,04	39,2244	38,7756	- 66,46825/0,255515
K <sub>4</sub> K <sub>5</sub> = 33,5	67/52	4/35,76	131,96	9,14	37,5788	40,4212	- 62,5018/0,562108
K <sub>5</sub> K <sub>6</sub> = 30,5	52/57	4/35,76	128,15	8,54	31,1648	46,8352	- 70,6063/0,0869701
K <sub>6</sub> -ADRAR = 34	52/72	4/35,76	129,10	9,74	35,3084	42,6916	- 64,5076/0,354193

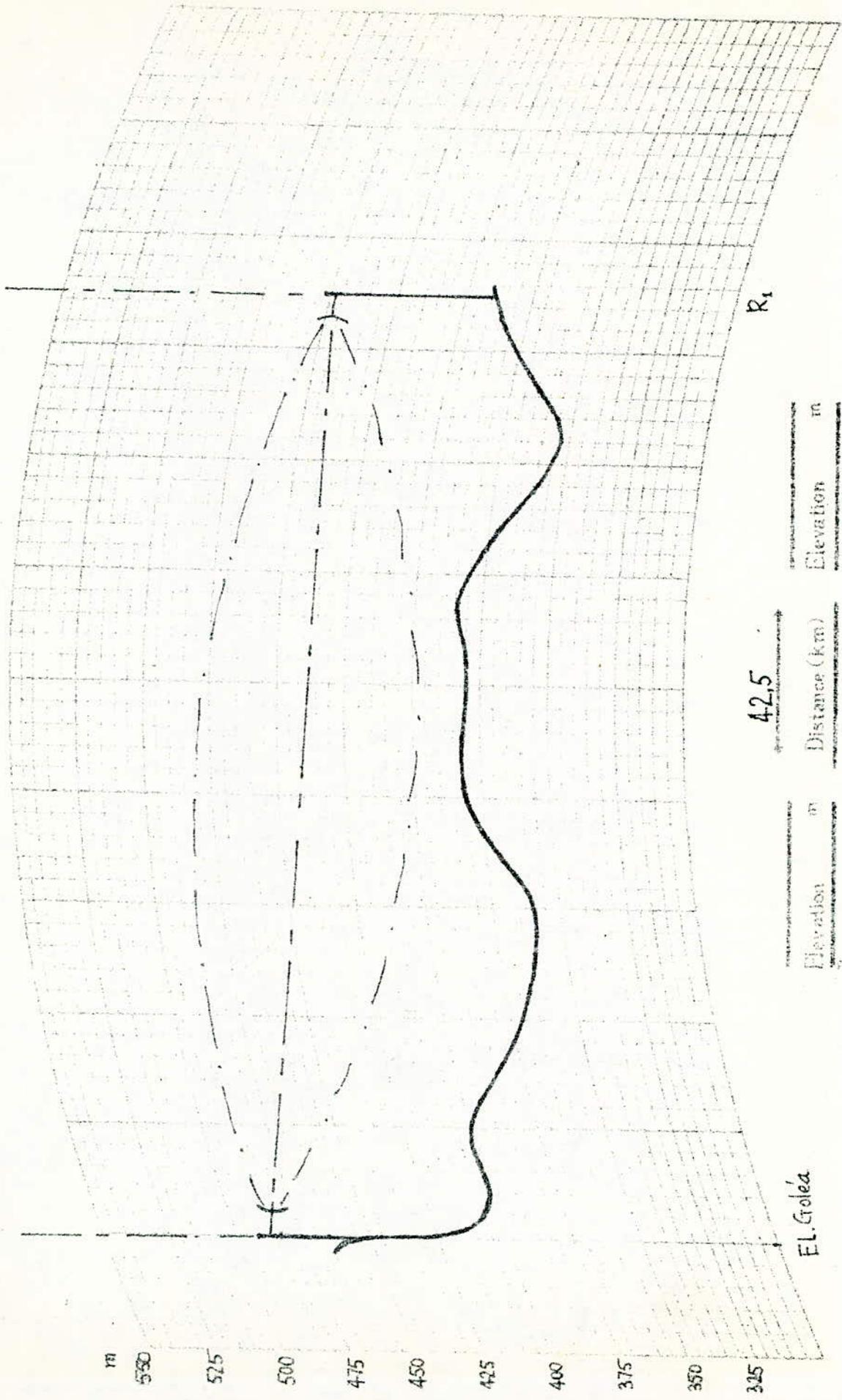
Note: The graphic scale shall be multiplied by 10 or 1, as the distance indicated is in feet or double scale.

Distance 60 = 100 = 2000 ft  
 Elevation 250 300 350

PROFILE MAP (1/4 Radius)

NO. 1

DATE



42.5

Elevation m      Distance (km)      Elevation m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

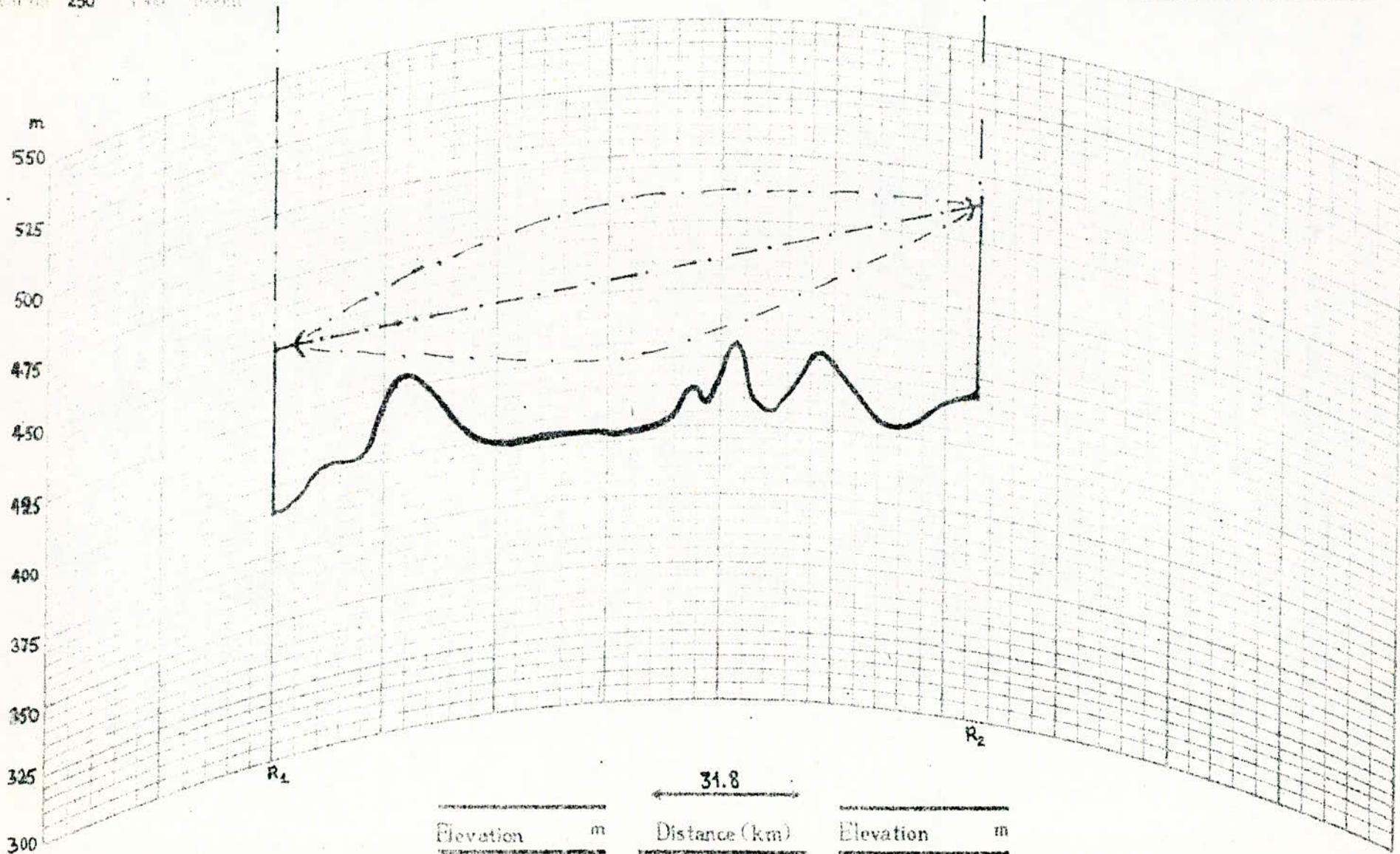
NO. 2

DATE \_\_\_\_\_

Note: The altitude scale shall be multiplied by 1/1 or 4 as the distance is plotted on half of double scale.

Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 1500m



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

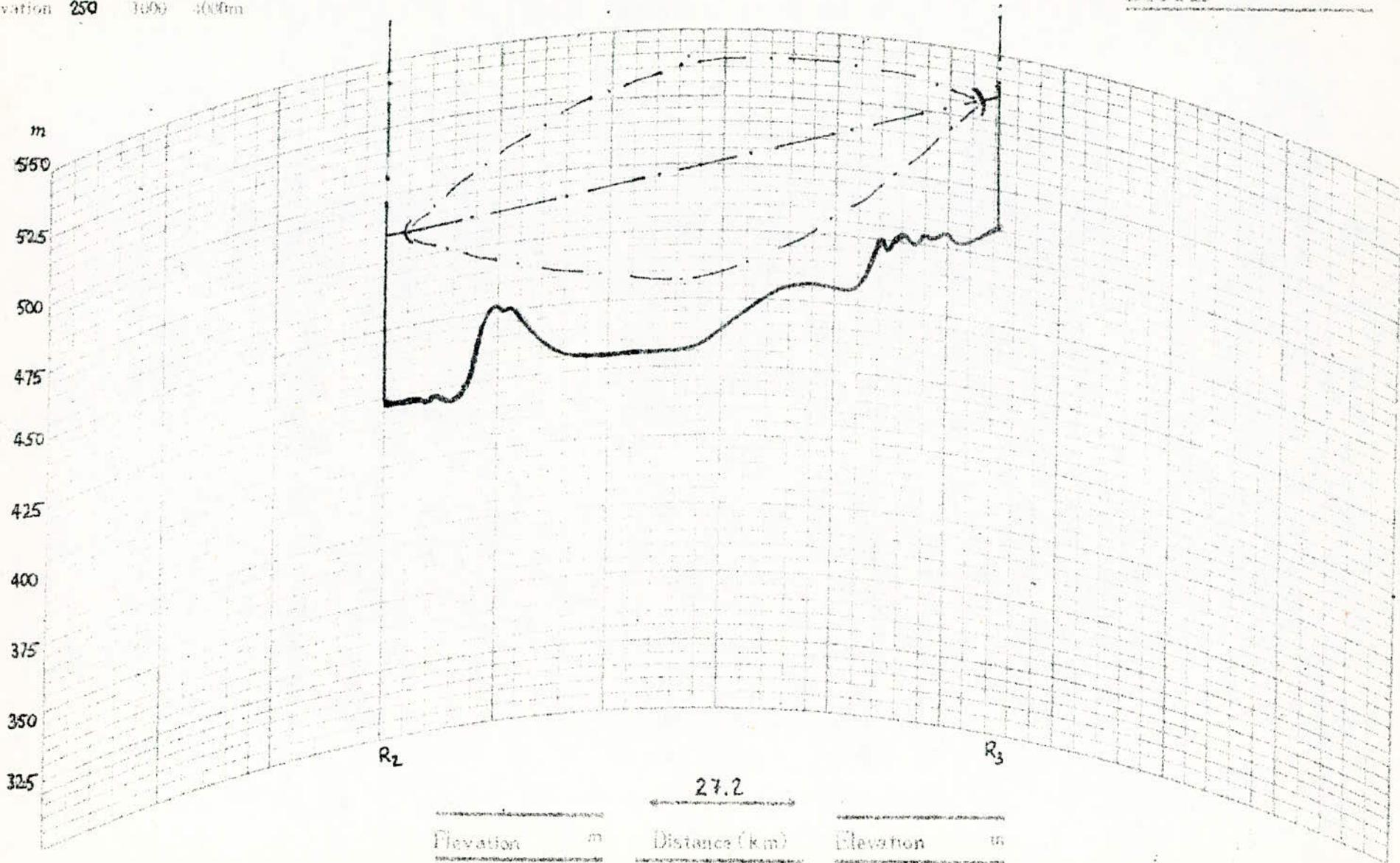
Distance 60 120 240km

Elevation 250 300 400m

# PROFILE MAP (1/2 Radius)

NO. 3

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 4, as the distance is plotted in half or double scale.

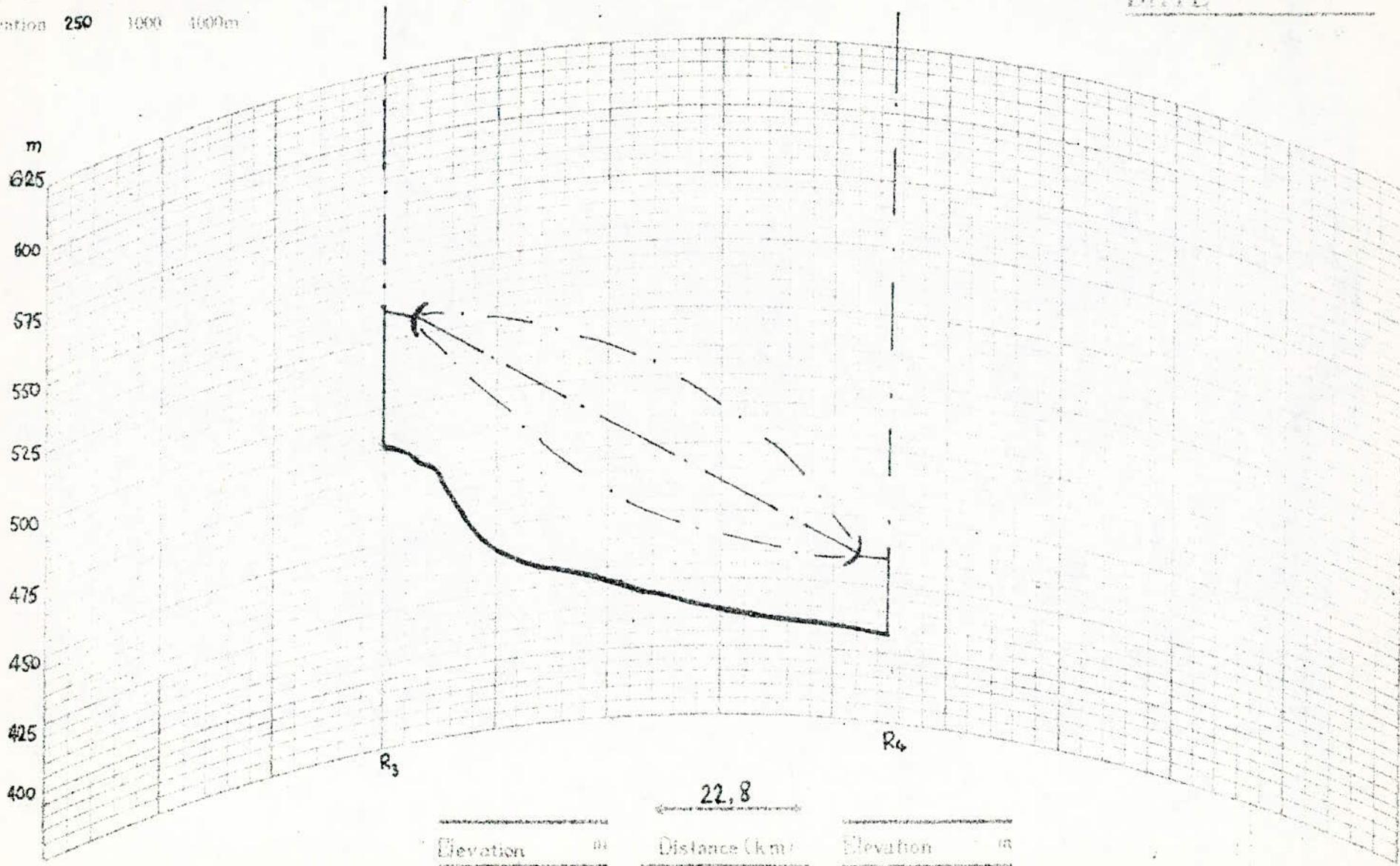
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 1000m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 4

DATE



Note: The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 1/2 as the distance is plotted in half or double scale.

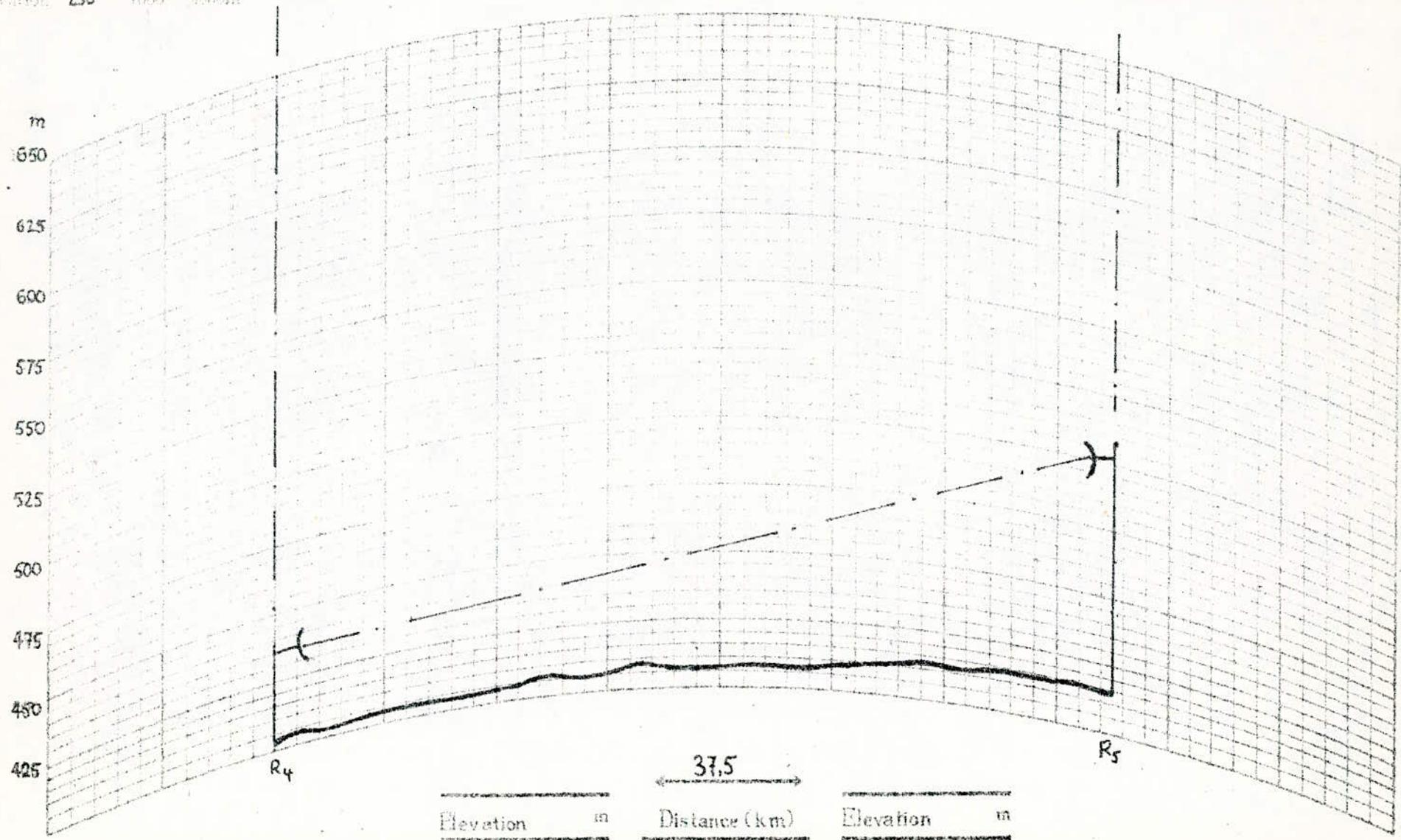
Distance 60 120 240km

Elevation 250 500 1000m

# PROFILE MAP ( 1/3 Radius)

NO. 5

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

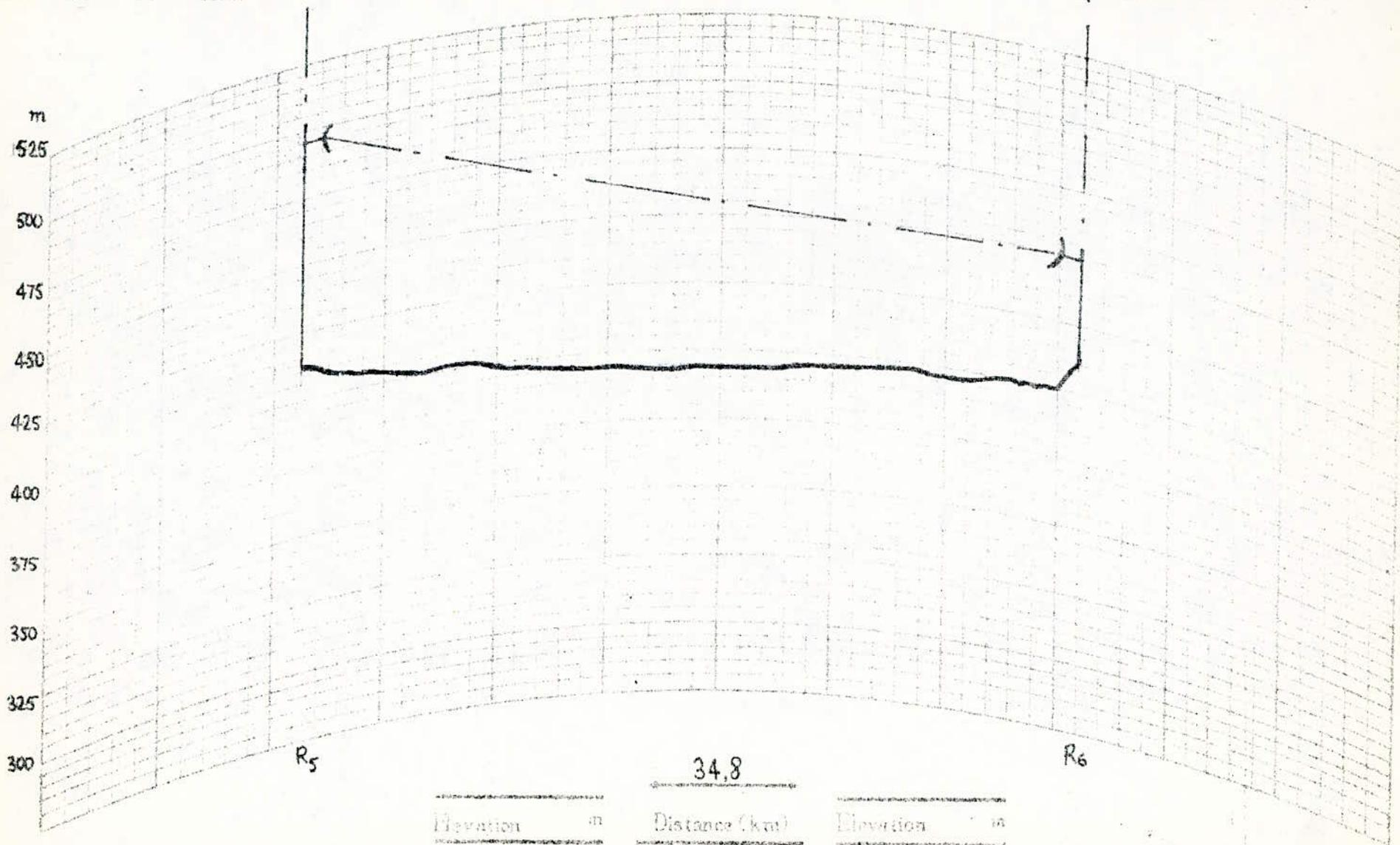
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 1000m

# PROFILE MAP (1/2 Radius)

NO. 6

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

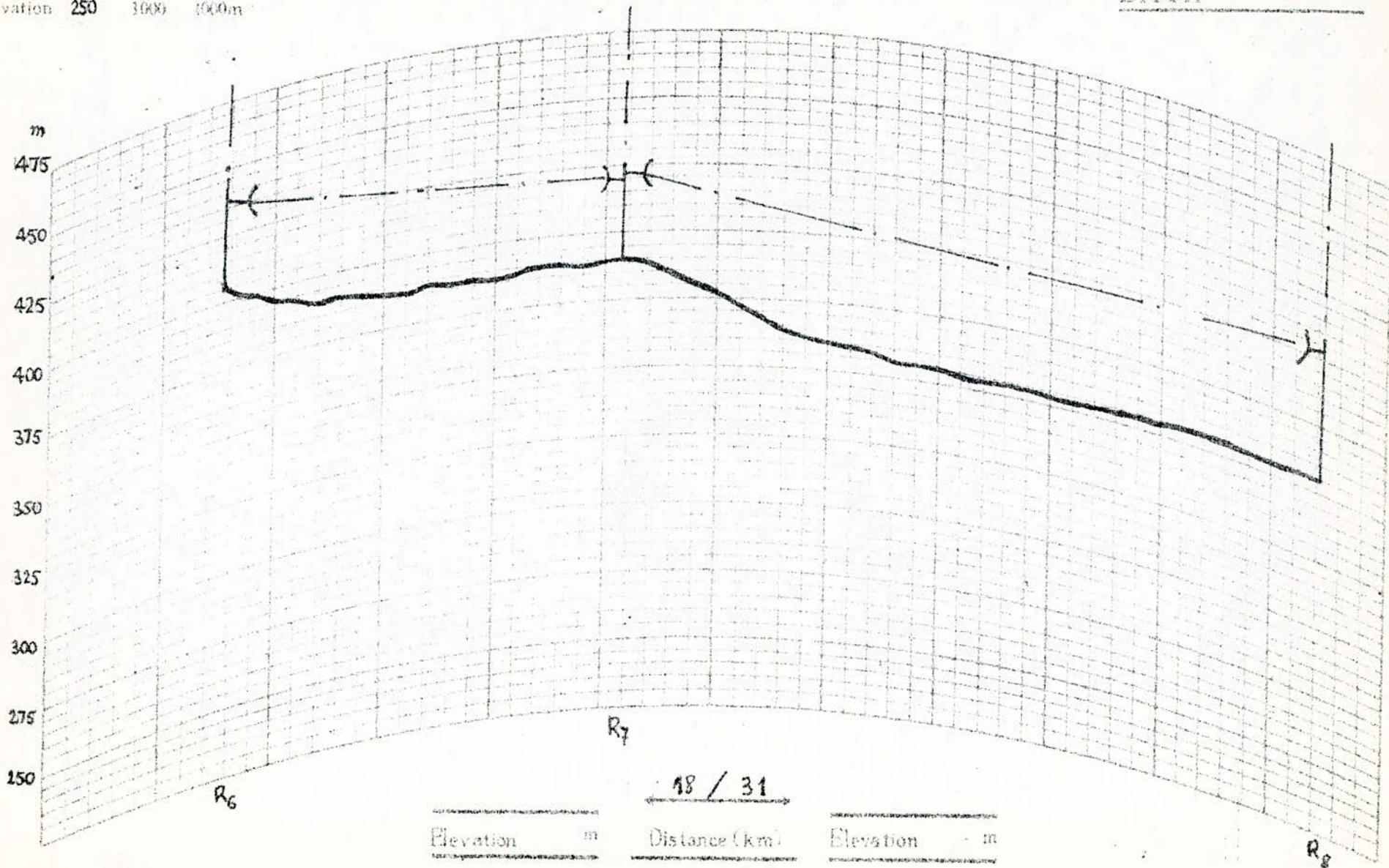
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 7

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

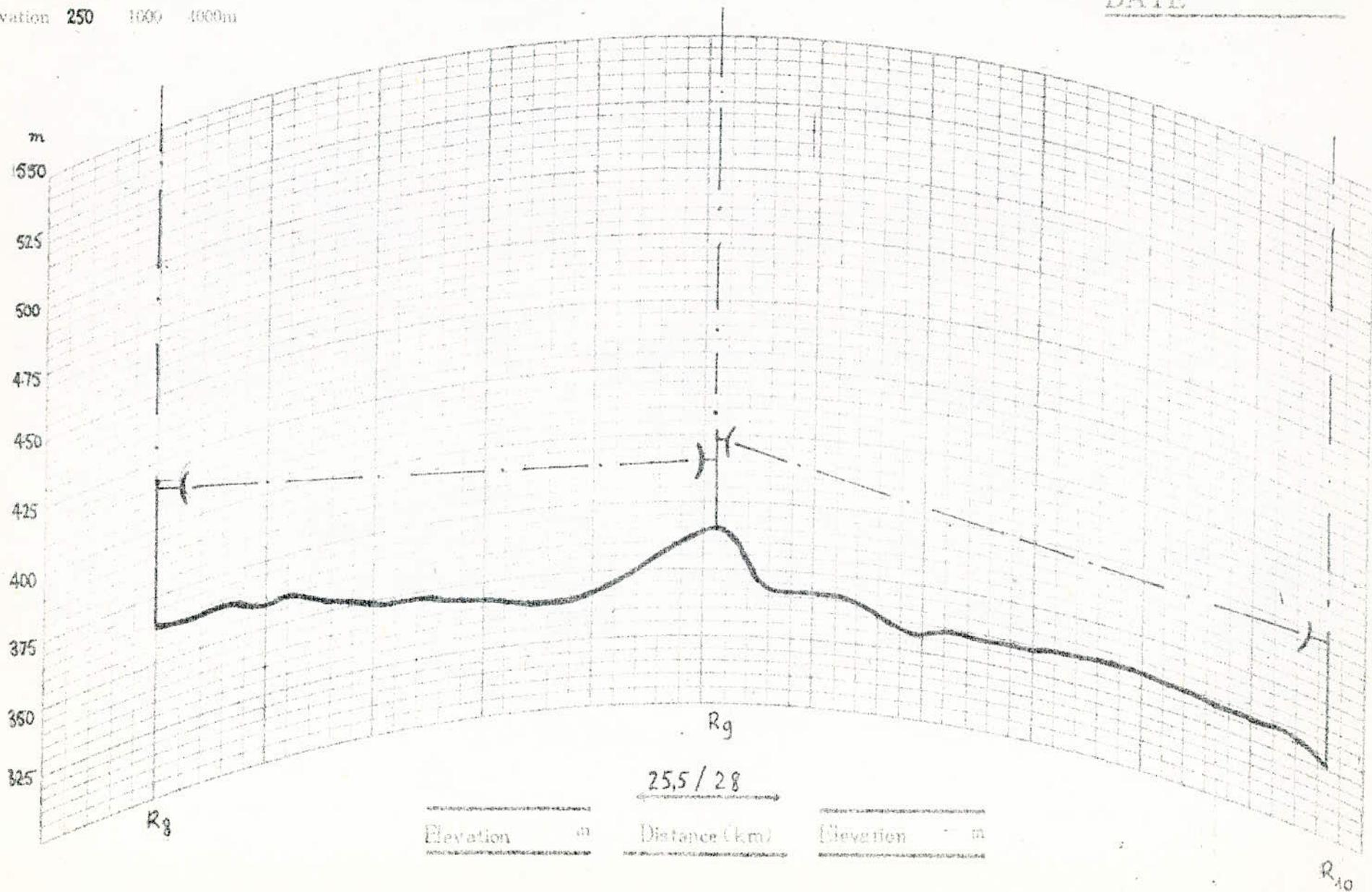
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

PROFILE MAP ( $\frac{4}{3}$  Radius)

NO. 8

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

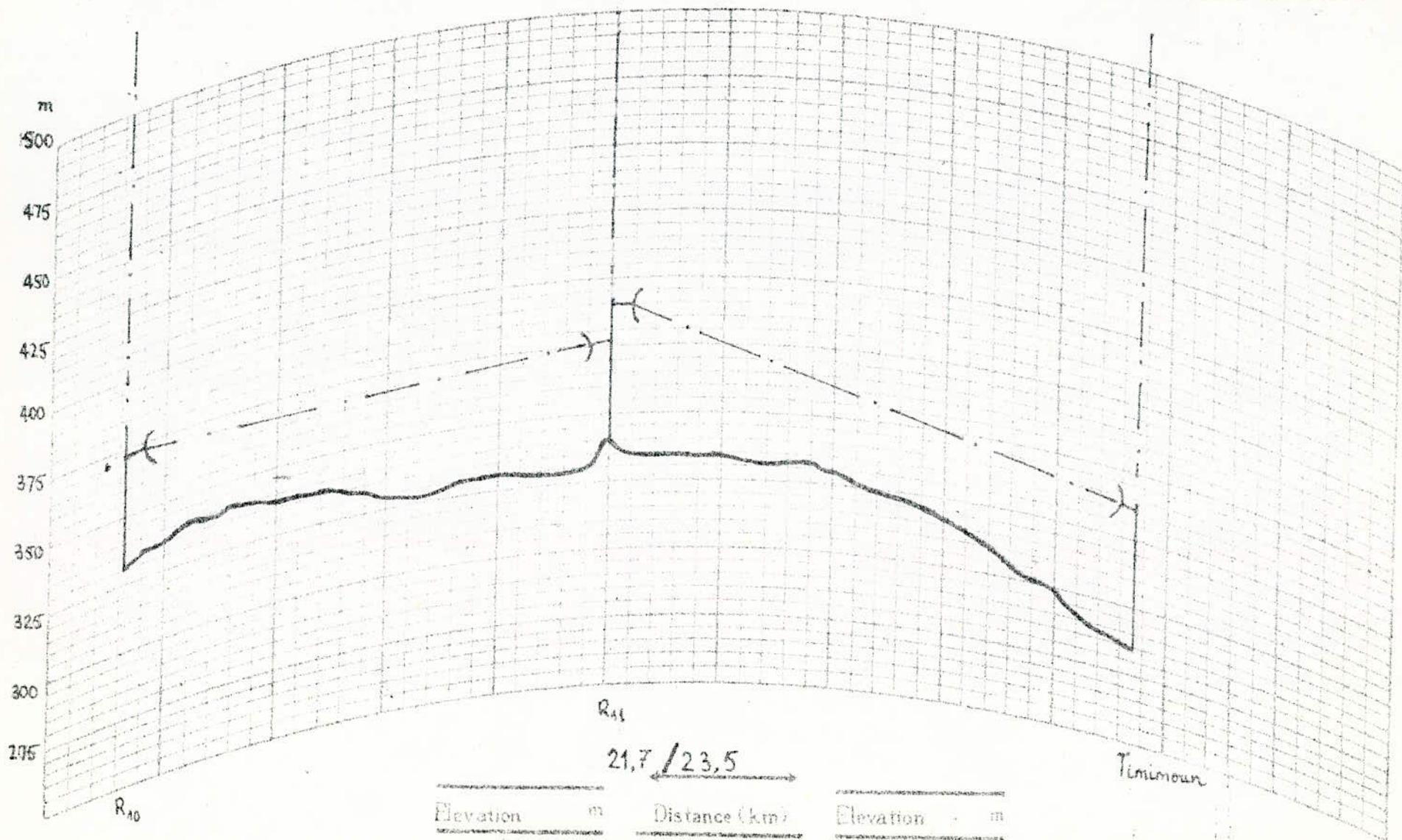
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 9

DATE



Elevation

m

Distance (km)

Elevation

m

Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

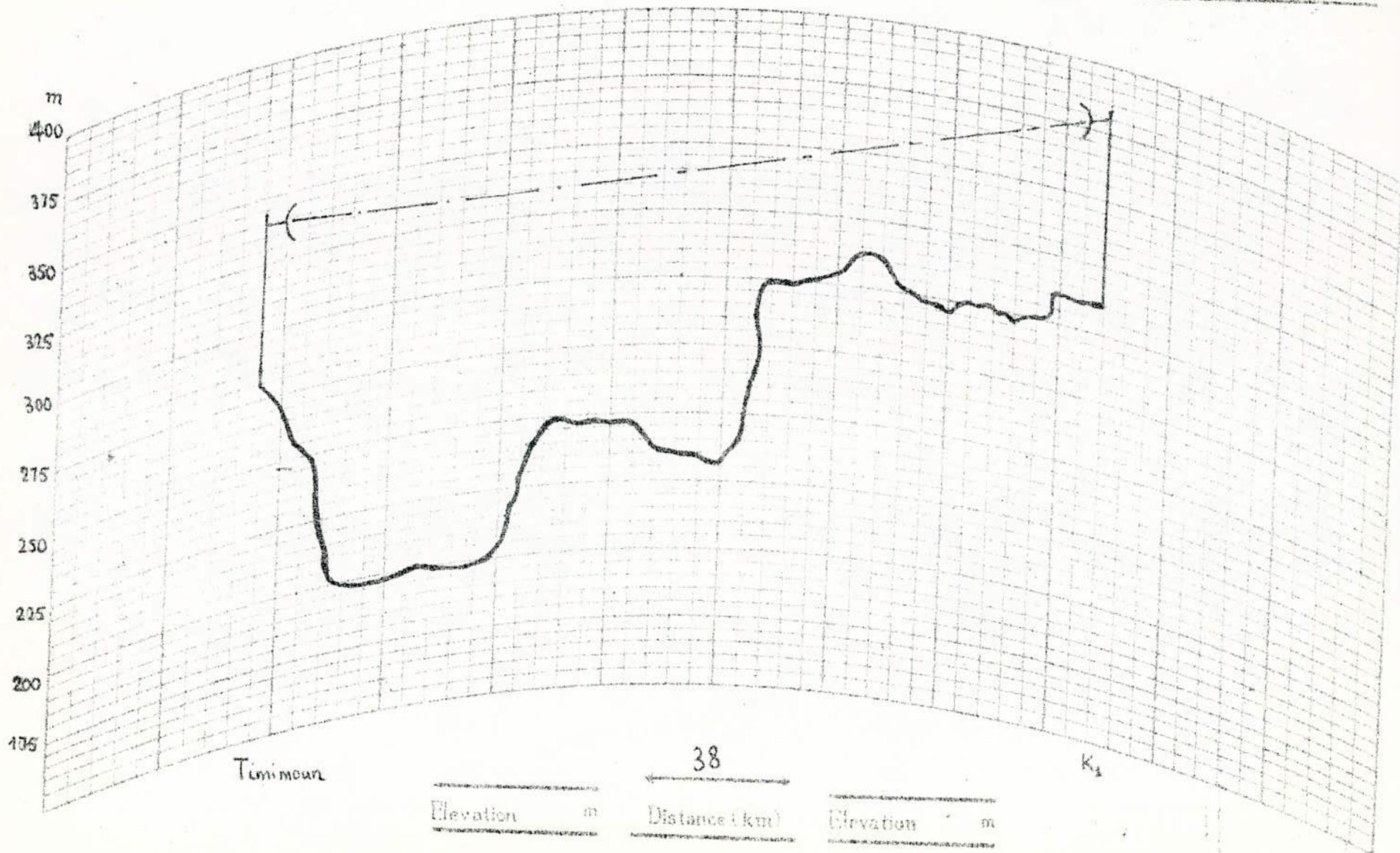
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

## PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 10

DATE



Timimoun

38

K1

Elevation m

Distance (km)

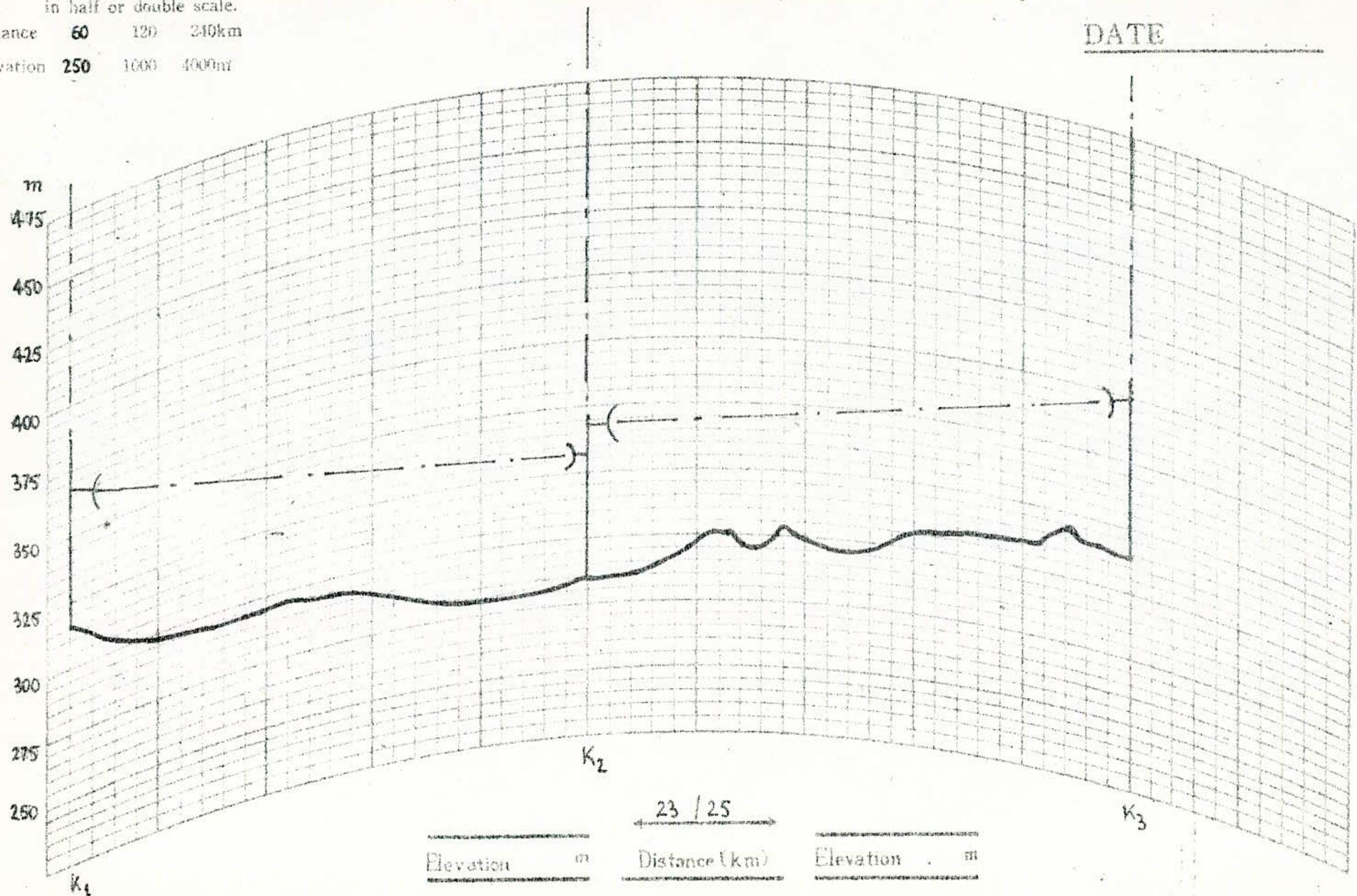
Elevation m

Note : The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 4, as the distance is plotted in half or double scale.

Distance 60 120 240km  
 Elevation 250 1000 4000m

PROFILE MAP (4/3 Radius)

NO. 11  
DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

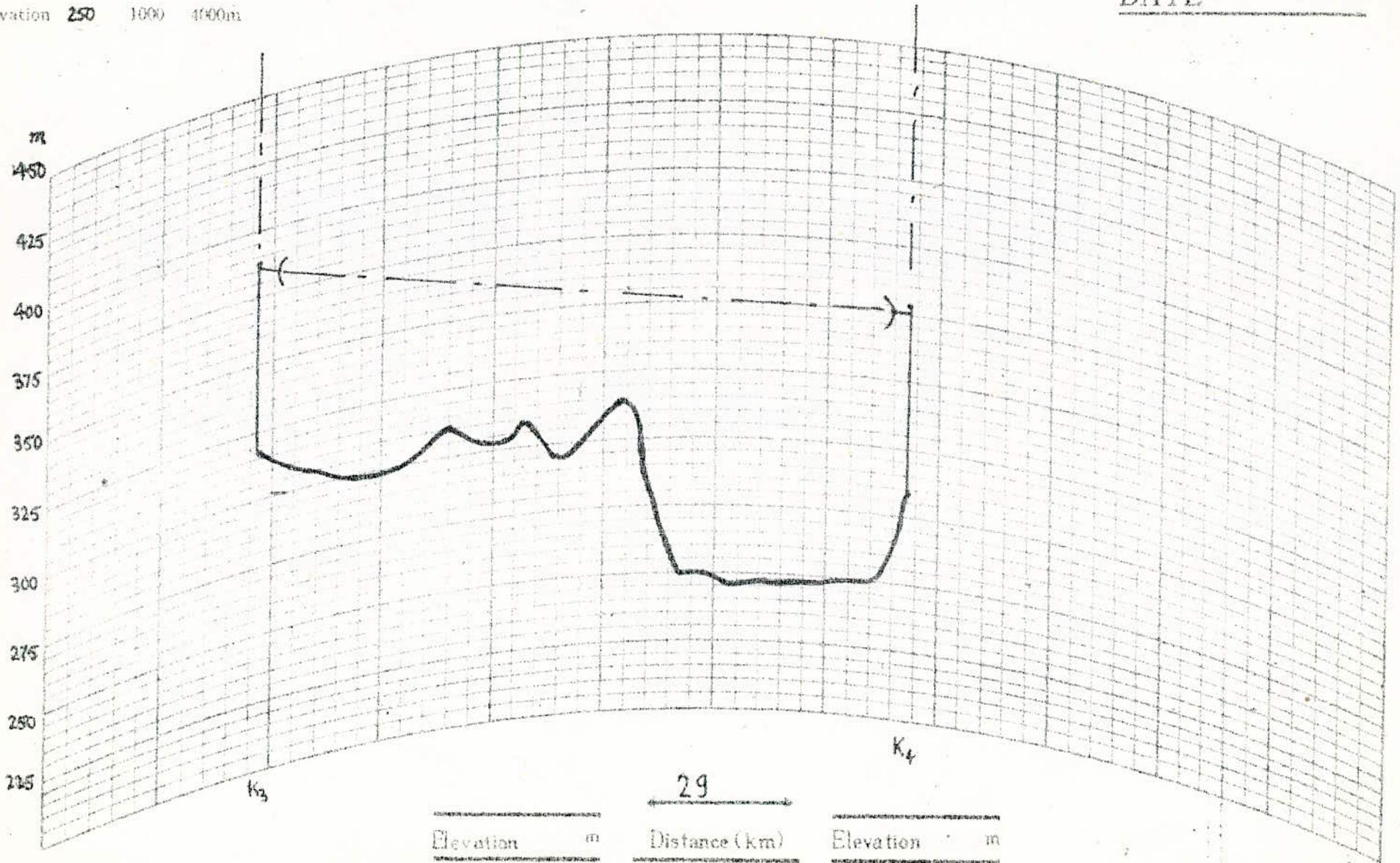
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 12

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 4, as the distance is plotted in half or double scale.

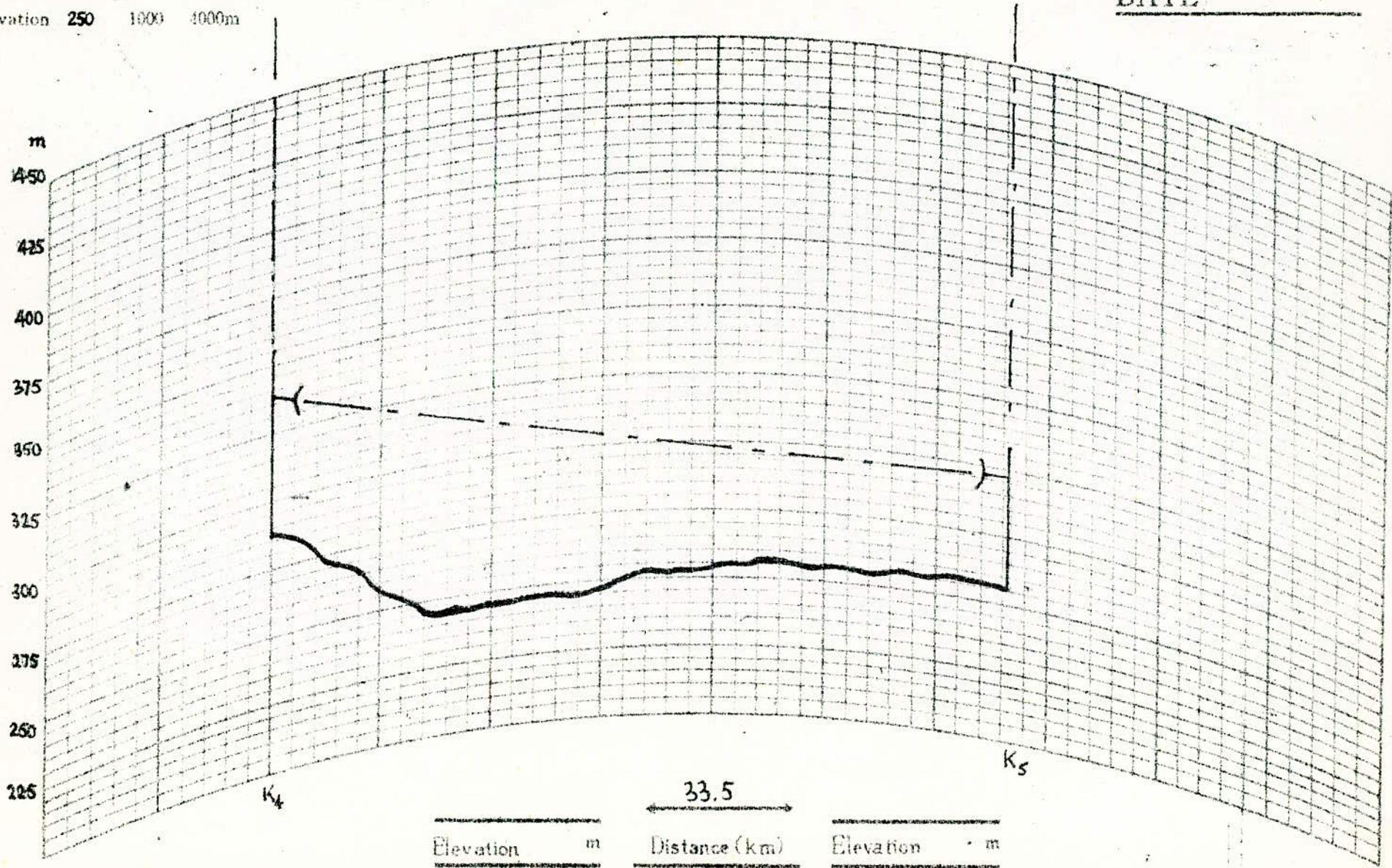
Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 3000m

# PROFILE MAP ( $\frac{1}{3}$ Radius)

NO. 13

DATE



Note: The altitude scale shall be multiplied by 1/4 or 4, as the distance is plotted in half or double scale.

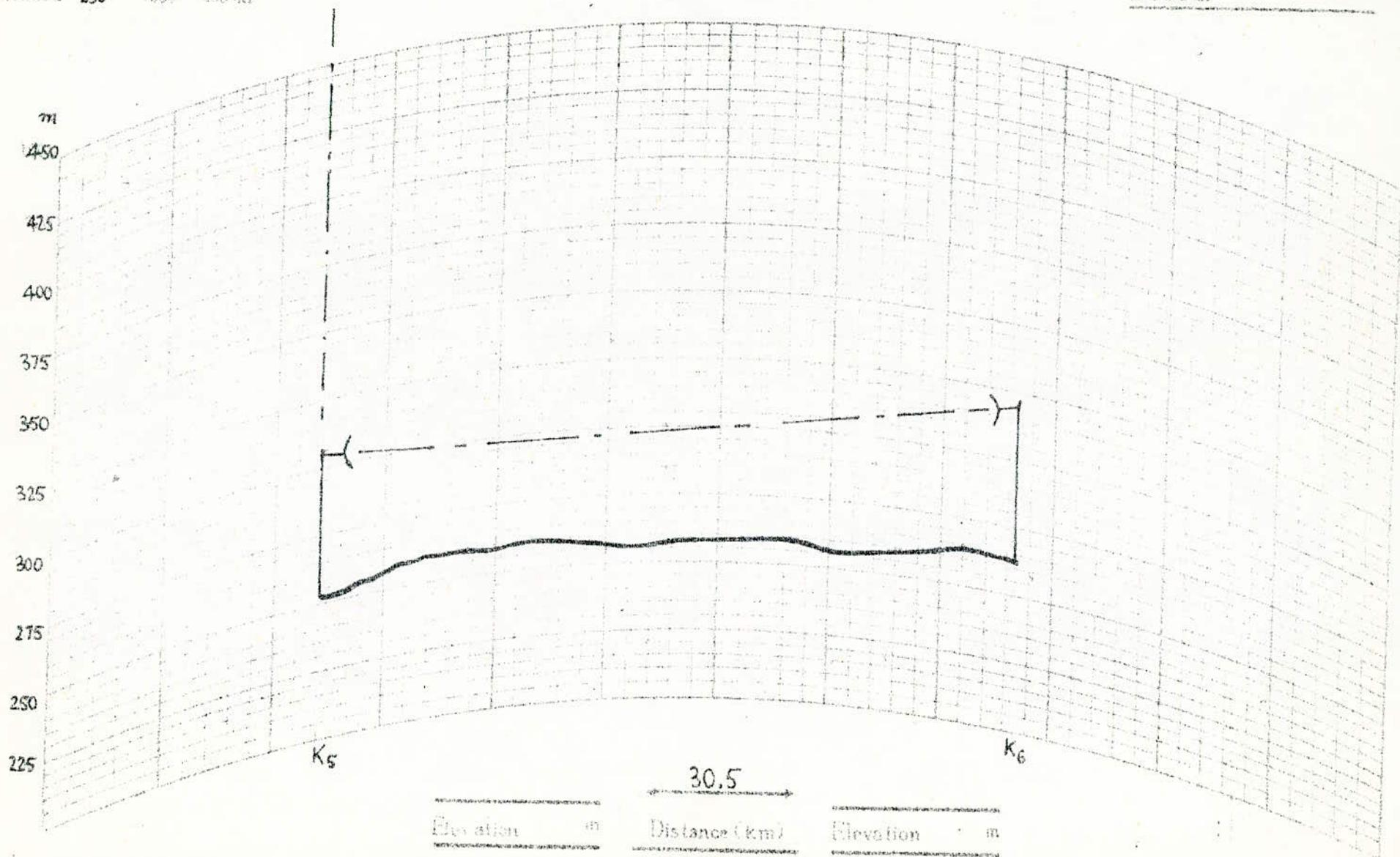
# PROFILE MAP ( $\frac{4}{3}$ Radius)

NO. 14

Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

DATE



Note : The altitude scale shall be multiplied  
by 1/4 or 4, as the distance is plotted  
in half or double scale.

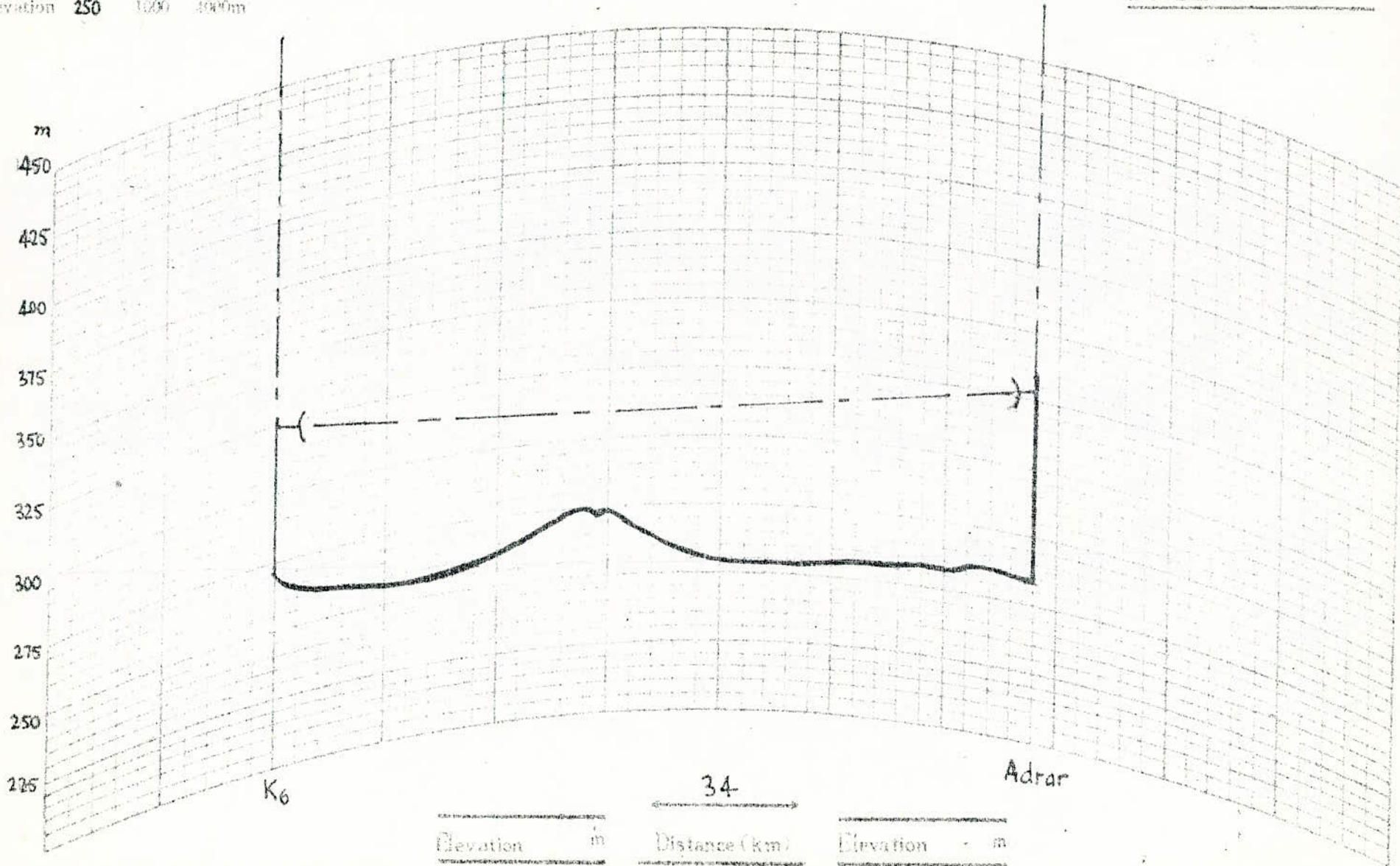
# PROFILE MAP ( 1/3 Radius )

NO. 15

Distance 60 120 240km

Elevation 250 1000 4000m

DATE



## CONCLUSION

La solution qu'on a proposé dans le cadre de notre étude Faisceau-Hertzien numérique P C M, pour la liaison EL-GOLEA, TIMIMOUN, AD-RAR présente des avantages dans le fait qu'on peut augmenter le nombre de voies à transmettre tout en conservant l'infrastructure initiale ( Pylo- nes, antennes, cables coaxiaux ).

Le domaine de transmission le mieux adapté actuellement reste les Faisceaux-Hertziens analogique et numérique, surtout dans le Sud de notre pays: Région désertique où il est très difficile d'utiliser des cables et où les satellites sont à déconseiller compte tenu de leur coût assez élevé. Cependant, on envisage dans un proche avenir d'utiliser des guides ondes circulaires et surtout des fibres optiques ( dont l'é- tude est encore en cours ) et qui peuvent donner des résultats appréciables

En ce qui concerne la liaison par Faisceau-Hertzien P C M qu'on a étudié, on peut affirmer que les résultats de notre calcul prati- que sont compatibles avec les normes de C C I R ( clause française ).

En effet, le rendement de la liaison est appréciable; c'est-à-dire que l'affaiblissement ( dans notre cas Marge de Fading ) obtenu est toujours  $> 15$  dB. Ainsi comme nous l'avons calculé les probabilités (l'estimation de la qualité de la liaison, ou le pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut-être  $> 10^{-6}$ .)

Nous pensons donc avoir réalisé une liaison de bonne qualité sans avoir été à utiliser le diversité d'espace ou de fréquence, et ceci grâce aux pertes d'aiguillage ( 2 dB ) qui sont faibles.

Enfin, comme nous l'avons déjà précisé, on peut augmenter le nombre de voies à transmettre ( 240, 480, 720 voies... ) car les canaux n'ont pas été utilisés dans les limites de leurs capacités.

## BIBLIOGRAPHIE

- Echantillonnage et Quantification. MARCUS
- Revue: Ondes electriques: Sept. 1971  
Janv. 1973
- Sous-ensembles électroniques  
( Modulation- Modulateurs - Demodulateurs ) par D. Estournet
- Le domaine des ondes (propagation des ondes) par C. Bras
- Les Telecommunications par P. Kleinknecht et D. Estournet
- Techniques de l'ingenieur