

22/77

224

UNIVERSITE D'ALGER

DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
البيزنطية
Ecole Nationale Polytechnique
BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES



FAISCEAU HERTZIEN NUMERIQUE
BECHAR – TIMIMOUN

Proposé par M Beghdadi

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكننة
Ecole Nationale Polytechnique
BIBLIOTHEQUE

Realisé par

MOUMNI Benaïssa

DJELDJELLANI Mohamed

1977

UNIVERSITE D'ALGER

DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

FAISCEAU HERTZIEN NUMERIQUE
BECHAR — TIMIMOUN

Proposé par M Beghdadi

Realisé par

MOUMNI Benaïssa
DJELDJELLANI Mohamed

A NOS PARENTS

DJELDJELLANI

MOHAMED

MOUMNI,

BENAISSA



Que tous les Professeurs qui ont contribué à notre formation veuillent trouver ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nos sincères remerciements vont à :

- Monsieur M. BEGHDAI, qui par ses conseils et son soutien constant a permis l'élaboration de ce projet.
- Monsieur A. ZERGUERRAS, à qui, nous devons nos connaissances en Hyperfréquences.
- Monsieur A. ADANE, notre Chef de Département.
- Au personnel du département Hertzien des P.T.T. pour sa gentillesse et son aide.

Avec tous nos remerciements à nos amis du DARAK-EL-WATANI de BLIDA, qui nous ont aidé pour la réalisation technique de notre document de fin d'étude,

et plus particulièrement à notre ami et frère le Lieutenant M O U M N I, Mohammed, Commandant le Groupement du Darak-El-Watani de la Wilaya de BLIDA, qui n'a ménagé ni ses efforts ni son temps pour nous faciliter notre tâche.

----- NOUS REMERCIONS INFINIMENT -----
NOS AMIS DE L'ECOLE DU DARAK EL - WATANI
DE SIDI BEL - ABBES POUR L'AIDE QU'IL NOUS
ONT APORTE DANS LA REALISATION TECHNIQUE-
----- DE CET OUVRAGE -----

T A B L E D E S M A T I E R E S

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

- Chapitre I : Présentation de la modulation par impulsions et codage.
 - Chapitre II : Codage.
 - Chapitre III : Modulation et démodulation de l'information numérique.
 - Chapitre IV : Transmission par Faisceau Hertzien numérique.
 - Chapitre V : Equipements MIC à 30 VOIES TN 1 à codage individuel.
 - Chapitre VI : Système Multiplex pour MIC 30 VOIES - Equipements associés.
 - Chapitre VII : Evancuissements dûs aux inhomogeneites de l'atmosphère. diversité.
 - Chapitre VIII : Calcul de la liaison.
 - C O N C L U S I O N.
-
-
-

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

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

Les ondes radioélectriques en hyperfréquence sont maintenant largement utilisées pour véhiculer des informations. Ces ondes peuvent se propager dans l'espace libre: Cas des faisceaux hertziens, de la transmission par satellites. EN période de propagation normale, la perte de transmission en espace libre provient seulement du fait que l'antenne de réception ne capte qu'une partie de l'énergie rayonnée par l'antenne d'émission. Ces ondes électromagnétiques peuvent aussi être guidées dans des conduits métalliques. Si les pertes d'injection sont faibles, par contre les pertes en ligne sont en général élevées. Il y a cependant un cas particulier: C'est le guide d'ondes circulaire avec le mode TE₀₁.

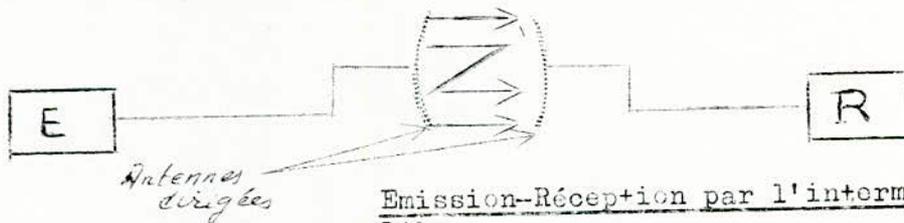
Dans tous les cas, il s'agit d'assurer un transfert de l'information à véhiculer sur une porteuse radioélectrique. Modulation au départ, démodulation à l'arrivée. Lorsque l'information se présente sous la forme d'un signal numérique, le signal de modulation est en fait une succession d'éléments de signal, de durée bien définie, prenant un état déterminé parmi un nombre fini d'états d'amplitude, de fréquence ou de phase. Généralement, ce nombre d'états est effectuée par modulations élémentaires à deux états, en série ou en parallèle, de l'onde radioélectrique considérée, l'information à transmettre se présentant sous la forme N trains numériques synchrones.

Le signal radioélectrique modulé occupe une certaine largeur du spectre de fréquence, généralement beaucoup plus faible que la largeur disponible. Aussi on est amené à multiplexer en fréquence plusieurs signaux radioélectriques modulés pour pouvoir transmettre le maximum d'informations dans la bande considérée. On dispose alors d'un certain nombre de canaux de transmission.

On sait que les ondes de fréquences assez élevées ne sont pas réfléchies par l'ionosphère et dépassent difficilement l'horizon de l'antenne d'émission. Il faut donc utiliser les antennes extrêmement directives de forme paraboliques, associations paraboles miroirs, cornets réflecteurs. L'énergie émise est concentrée dans un faisceau dont l'ouverture est très réduite on obtient ainsi des gains très élevés.

Les antennes doivent avoir une grande largeur de bande et doivent être exploitées simultanément dans les 2 polarisations.

Leur diagramme de rayonnement doit être tel que le découplage avant-arrière soit le plus élevé possible, ceci pour l'utilisation de plan à deux fréquences par les canaux de transmission bilatéraux. Un faisceau hertzien est constitué par une succession de stations relais comportant chacune pour chaque sens de transmission un émetteur, un récepteur et leur antennes.



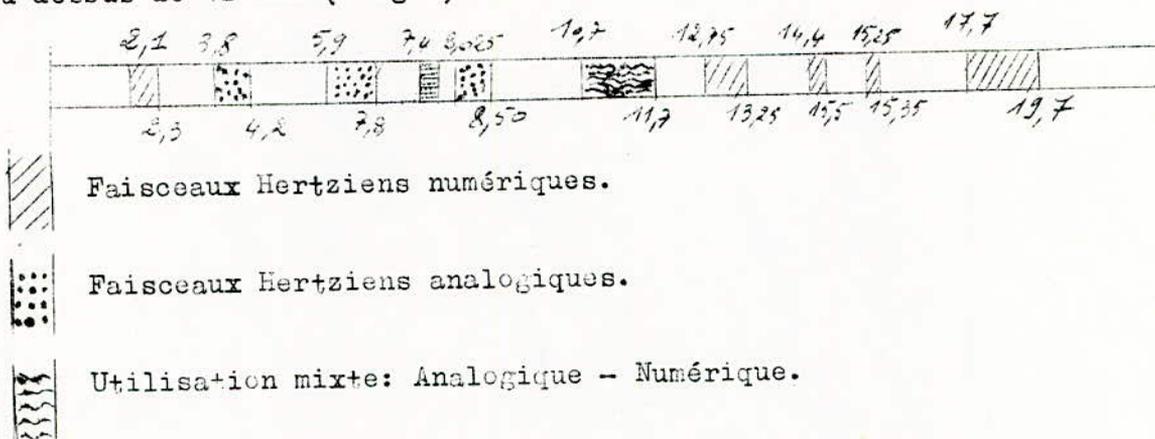
Les 2 stations terminales comportent en outre les équipements de modulation et de démodulation. En réalité dans chaque station on utilise généralement la même antenne pour l'émission et pour la réception dans une même direction.

Le Traitement très facile d'une information mise sous forme numérique incite à concevoir des systèmes entièrement numériques (Transmission et commutation intégrées). En transmission radioélectrique, la modulation généralement utilisée pour transmettre une information numérique est une modulation par déplacement de phase.

Elle se révéle en effet plus résistante aux bruits et de mise en oeuvre plus facile que les autres types de modulation à états discrets. Le Code de numération choisi est le code " GRAY " qui ne comporte que 2 chiffres "0 et 1" adaptable aux systèmes électriques.

Pour une liaison donnée à faisceaux hertziens numériques, on parle du taux d'erreur qui est égal à la somme des taux d'erreur des différents bonds qui la composent, alors que pour les faisceaux hertziens analogiques ce sont les bruits qui s'ajoutent. Cette sorte de métamorphose du bruit en taux d'erreur est le fait de la Régénération.

Les bandes de fréquences utilisables pour les faisceaux hertziens PTT sont en nombre limité. De plus certaines sont réservées exclusivement à la transmission analogique. Il n'en reste pas moins vrai, comme on le voit ci-dessous, que le champ des possibilités des faisceaux hertziens numériques est vaste, surtout au dessus de 12 GHz (Fig 1).



CHAPITRE I

1

PRESENTATION DE LA MODULATION PAR IMPULSIONS ET CODAGE
(M I C)

I. INTRODUCTION

II. ECHANTILLONNAGE

III. CONVERSION ANALOGIQUE - NUMERIQUE OU CODAGE

IV. LE MULTIPLEXAGE TEMPOREL

I. INTRODUCTION :

La modulation par impulsions et codage (M I C) EST UN procédé particulier de conversion analogique-numérique . Dans le cas d'un codage linéaire la seule propriété demandée au signal est d'avoir une bande limitée. Le cas d'un codage non linéaire s'appuie sur la distribution en amplitude du signal, et plus particulièrement pour des lois de codage logarithmique, sur une distribution décroissante de type exponentiel ou gaussien ,

En outre, le système M I C inclut souvent de manière implicite la notion de multiplexage temporel qui permet de composer plusieurs signaux en un seul.

Enfin, seule la M I C appliquée au signal téléphonique est actuellement normalisée de manière internationale au C.C.I.T.T. et à la C.E.P.T.

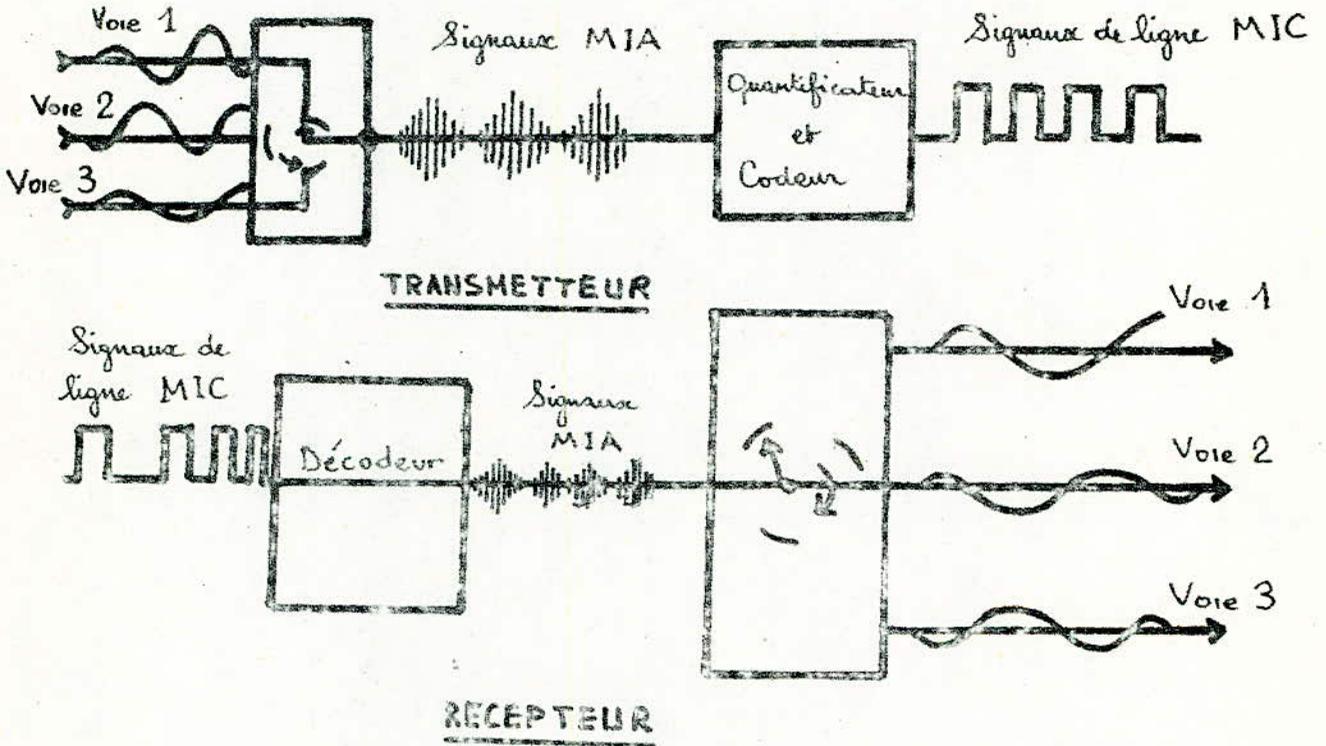
1 - Particularités techniques de la M I C :

La M I C applique une double discontinuité au signal analogique: l'échantillonnage et la quantification .

L'échantillonnage (théorème de Shannon) n'introduit aucune perte d'information dans le signal et permet le multiplexage temporel . La quantification qui permet le codage (ou encore conversion analogique -numérique) correspond à la mesure numérique des échantillons en système binaire . Elle introduit une perte d'information qui se traduit par le bruit de quantification. Mais elle autorise la transmission numérique qui est un type de transmission peu sensible aux bruits et qui s'effectue pratiquement sans dégradations (aux taux d'erreurs et à la gigue près).

Les procédés basiques qui mènent donc, au signal M I C, sont :

- Echantillonnage
- Quantification
- Codage



II. ECHANTILLONNAGE :

4

21. Théorème de Shannon :

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

22. Conséquence :

Le signal original est retrouvé en faisant passer le signal échantillonné dans un filtre passe-bas idéal, de fréquence de coupure f_m (à un facteur près).

Remarque 1 : Etant donné que seule compte la largeur de bande du signal le théorème de Shannon peut s'énoncer de manière plus générale :

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

Remarque 2 : De manière pratique, la fréquence d'échantillonnage n 'est pas choisie strictement égale au double de la bande, mais à une valeur légèrement supérieure. Par exemple pour la bande téléphonique 300-3400 HZ, $f_e = 8000$ hz.

L'échantillonnage est donc la première opération qui consiste en une modulation d'impulsions en amplitude M I A.

Le niveau du signal concerné est échantillonné à la vitesse propre en mesurant leur amplitude à des instants déterminés chacune des valeurs obtenues est nommée échantillon.

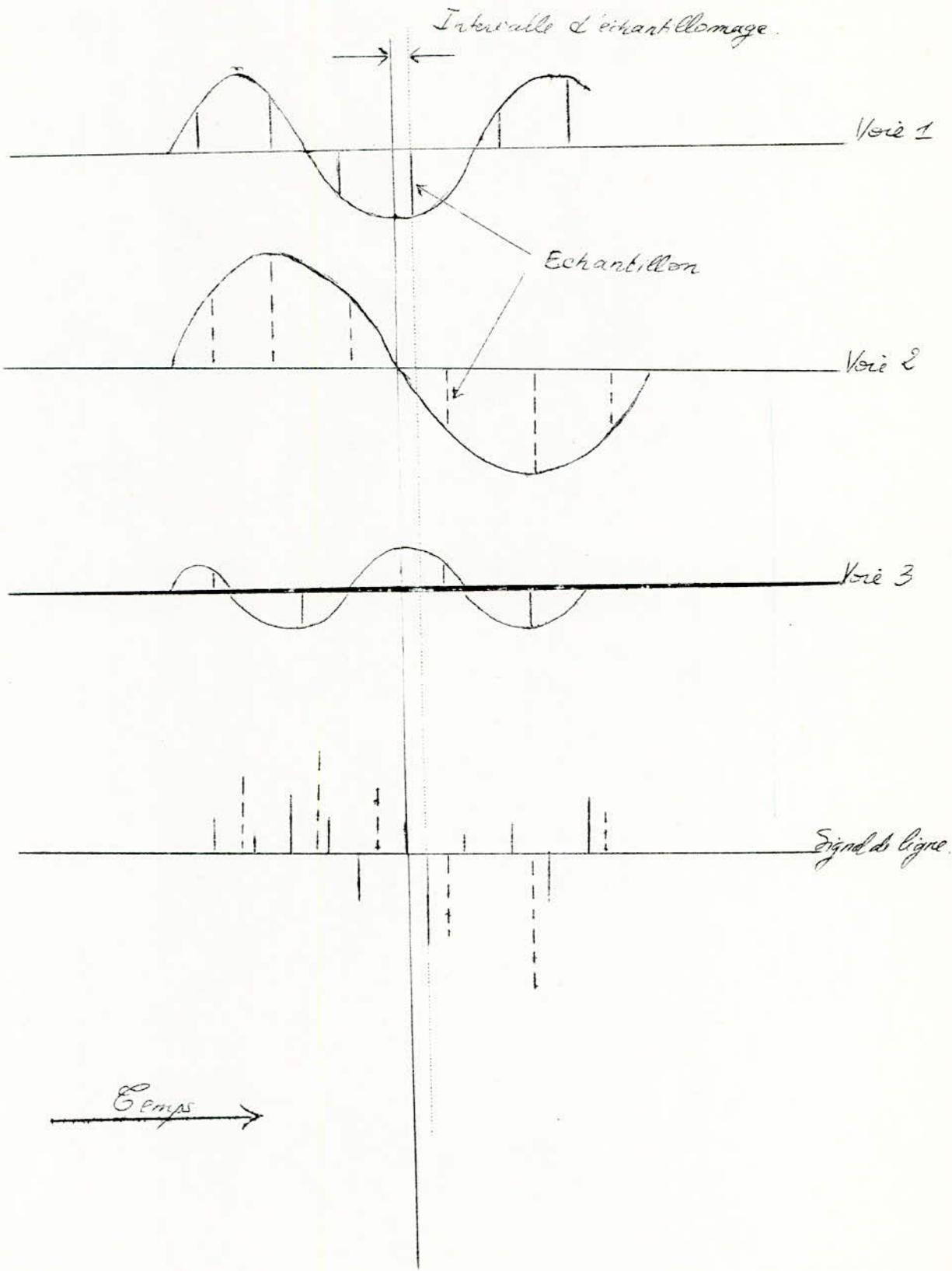
L'échantillonnage est réalisé à intervalles réguliers appelés intervalles d'échantillonnage de telle manière qu'on peut parler de fréquence ou vitesse d'échantillonnage.

- Dans la cas d'une voie téléphonique dont la plus haute fréquence est de 3400 hz, la vitesse d'échantillonnage choisie est de 8000 échantillons par seconde.

L'intervalle d'échantillonnage est :

$$T = \frac{1}{8000} = 125 \text{ us}$$

Dans le cas on utilise pour transmettre des échantillons d'autres voies convenablement intercalés au moyen d'un procédé de multiplexage de temps d'ensemble est appelée TRAME.



III. La Conversion analogique- numérique ou codage :

3 1 Dynamique du signal :

La gamme d'amplitude à prendre en compte présente une dynamique importante. En admettant que le volume sonore émis par le locuteur moyen soit de 15 dbmo, ce volume dépassé par 1% des locuteurs a environ une valeur de 2 dbmo, et l'amplitude instantanée dépasse, pendant 1% du temps environ une valeur de + 3 dbmo. D'autre part, 99% des locuteurs ont un volume qui dépasse le niveau de 28 dbmo, ce qui amène la valeur de l'amplitude instantanée dépassée 99% du temps à 60 dbmo environ. La dynamique à couvrir dépasse donc 60 db.

3 2 Quantification et codage :

L'amplitude des échantillons est mesurée et exprimée par un nombre représenté dans le système binaire. Le signal est quantifié: c'est dire que toute amplitude située dans une plage de quantification correspond à un seul nombre binaire et par suite est restituée par une valeur unique. L'erreur ainsi introduite se traduit par le bruit de quantification (figure) le nombre de plages disponibles dépend du nombre d'éléments binaires affecté au codage: Avec n éléments binaires, le nombre de plages est $=N=2^n$.

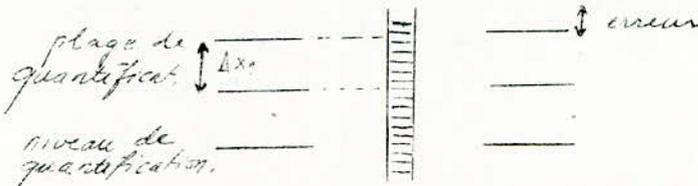


Illustration de la quantification et de l'erreur introduite :

Pour un signal ayant une distribution instantanée d'amplitudes aléatoires, la puissance de ce bruit est :

$$B = \sum \alpha_i^2 \quad \alpha_i^2 \text{ étant la puissance de bruit correspondant à la plage } \Delta x_i$$

$$\alpha_i^2 = \int_{x_i - \frac{\Delta x_i}{2}}^{x_i + \frac{\Delta x_i}{2}} (x - x_i)^2 p(x) dx = p(x_i) \int_{x_i - \frac{\Delta x_i}{2}}^{x_i + \frac{\Delta x_i}{2}} (x - x_i)^2 dx$$

En supposant que la plage Δx_i est suffisamment petite pour que :

$$\forall x \in \Delta x_i, \quad p(x) = p(x_i)$$

$$\text{d'où } \alpha_i^2 = \frac{1}{12} (\Delta x_i)^3 p(x_i)$$

$$\text{et par suite } B = \frac{1}{12} \sum (\Delta x_i)^3 p(x_i) = \frac{1}{12} \sum (\Delta x_i)^2 p(x_i) (\Delta x_i)$$

$$B = \frac{1}{12} \sum (\Delta x_i)^2 p_i, \quad p_i \text{ étant la probabilité pour que } x \in \Delta x_i$$

$$B = \frac{1}{12} \langle (\Delta x)^2 \rangle$$

D'autre part il ne faut pas oublier que, pour des amplitudes trop grandes intervient le bruit de limitation.

3 3 Loi de Codage linéaire :

Toutes les plages de quantification sont égales entre elles et il vient :

$$\Delta x_i = \frac{2V_{\max}}{N} \quad B = \frac{1}{3} \frac{V_{\max}^2}{N^2}$$

V_{\max} = amplitude Maximum prise en compte

Le rapport signal à bruit est donc

$$\frac{S}{B} = \frac{b^2}{V_{\max}^2} \cdot 3N^2$$

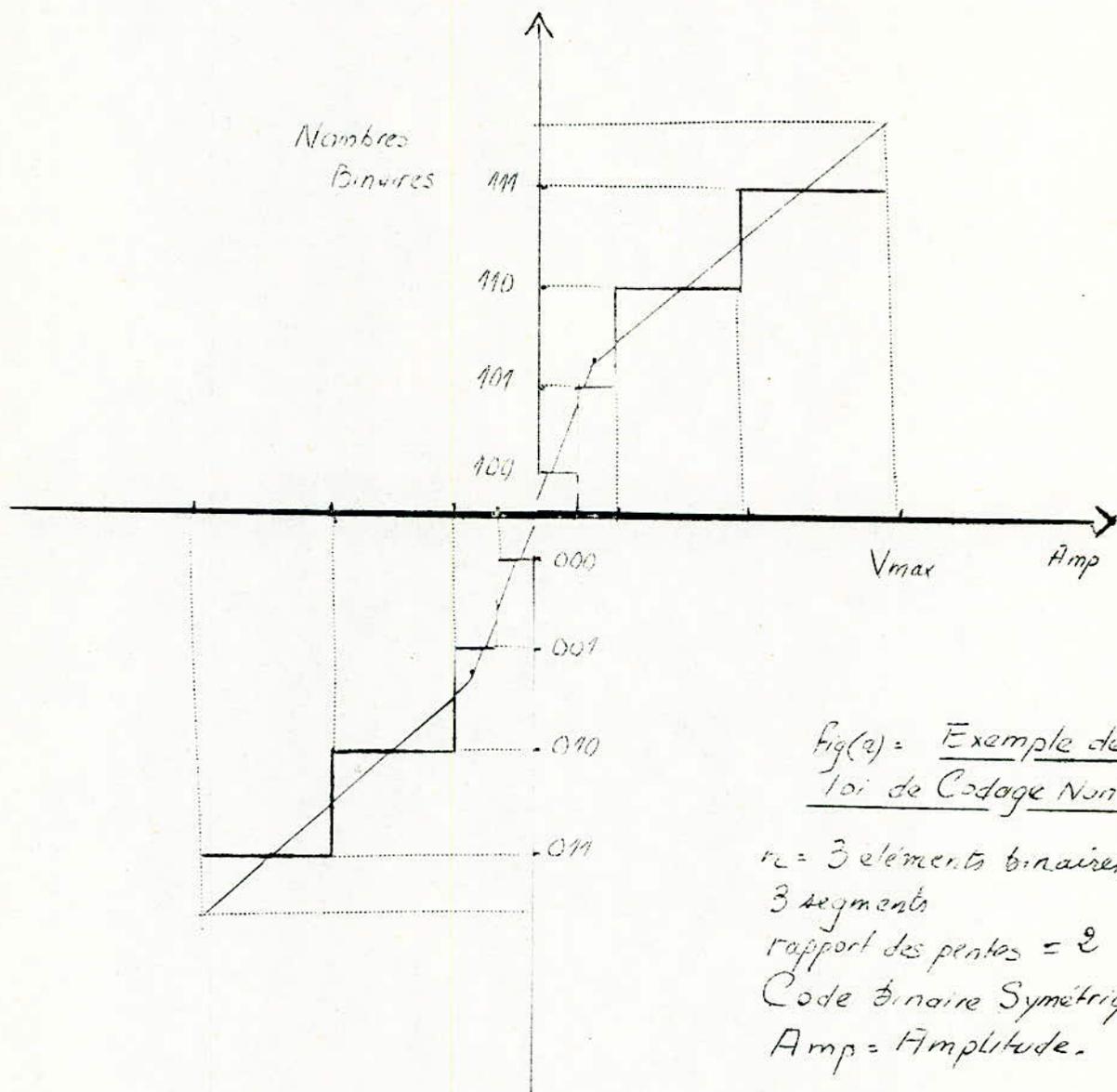
b^2 = puissance de signal.

N = nombre de plages de Codage

Lorsque le nombre d'éléments binaire de codage augmente d'une unité N doublant le rapport $\frac{S}{B}$ augmente de 6 dB.

D'autre part, le rapport $\frac{S}{B}$ est proportionnel à S ; il décroît de 6 dB par octave ; les signaux B faibles sont défavorisés par rapport aux signaux forts. Pour palier cet inconvénient une loi non linéaire est utilisée.

3 4 Loi de codage non linéaire: Les plages de quantification sont petites pour des amplitudes faibles et grandes pour des amplitudes grandes. L'erreur, et par suite de bruit, sont proportionnels à l'amplitude de l'échantillon, donc le rapport S est constant. Cette variation des plages ne se réalise plus de manière continue; leis sont actuellement à segments et la figure (a) donne une illustration de telles lois.



La figure b montre la courbe du rapport signal à bruit pour un signal à distribution d'amplitudes instantées gaussiennes.

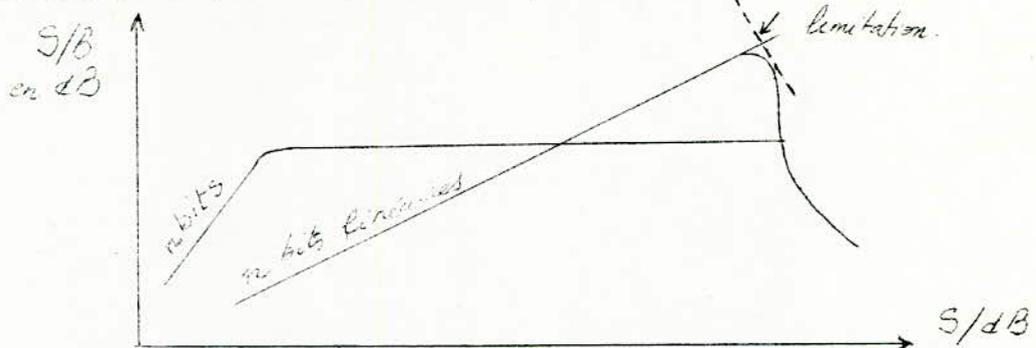


Fig b. Rapport signal à bruit pour une loi de compression par segments.

Dans la comparaison entre une loi de compression et une loi linéaire, si le rapport S/B a une valeur maximale plus faible, la dynamique sur laquelle S/B a une valeur donnée est nettement supérieure.

3 5 Quantification par compression logarithmique :

Fréquence d'échantillonnage = 8000 hz

Chaque échantillon est codé en un nombre binaire de 8 éléments binaires. La Loi de codage de ces échantillons est représentée par la courbe de la figure (c).

- La quantification uniforme introduit des erreurs qui sont traduites en distorsion ou bruit de quantification. Donc la distorsion sera d'autant moindre que le numéro des niveaux quantiques est plus grand. Si les intervalles entre niveaux sont uniformes, le bruit est indépendant du niveau du signal, et par conséquent la relation signal/bruit sera plus petite pour les signaux faibles que pour les signaux forts. Pour rendre le signal /bruit sensiblement constant dans toute l'échelle, les intervalles de quantification sont pris petits dans la zone des signaux faibles et grands dans la zone des signaux forts : C'est ce qu'on appelle la compression logarithmique.

- La loi de compression- extension théorique est donnée par l'expression suivante :

$$y = \frac{Ax}{1 + \log A} \text{ pour } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \text{ avec } A = 87,6$$

$$\text{et } y = \frac{1 + \log Ax}{1 + \log A} \text{ pour } \frac{1}{A} \leq x \leq 1$$

ou

$$x = \frac{V_e}{V_{em}} = \frac{\text{Signal étendu}}{\text{Signal étendu max}}$$

$$y = \frac{V_s}{V_{sm}} = \frac{\text{Signal Comprimé}}{\text{Signal Comprimé max}}$$

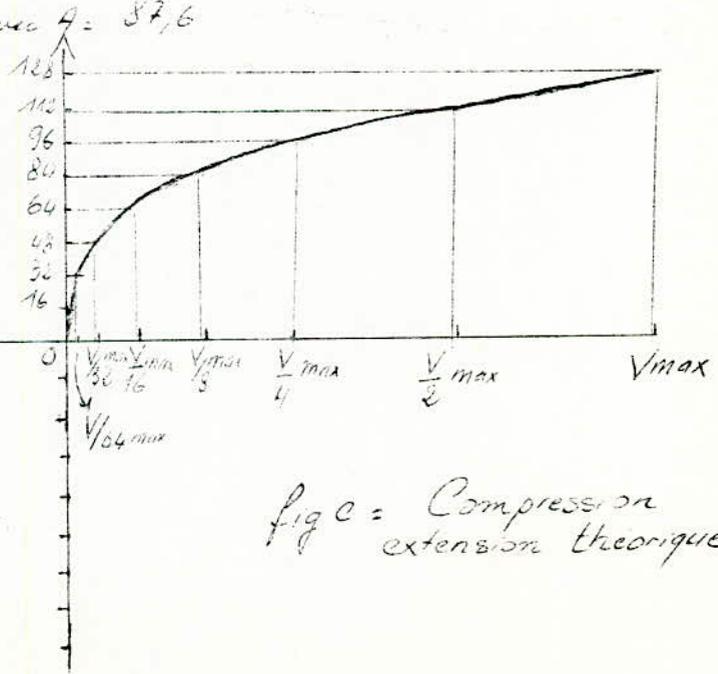
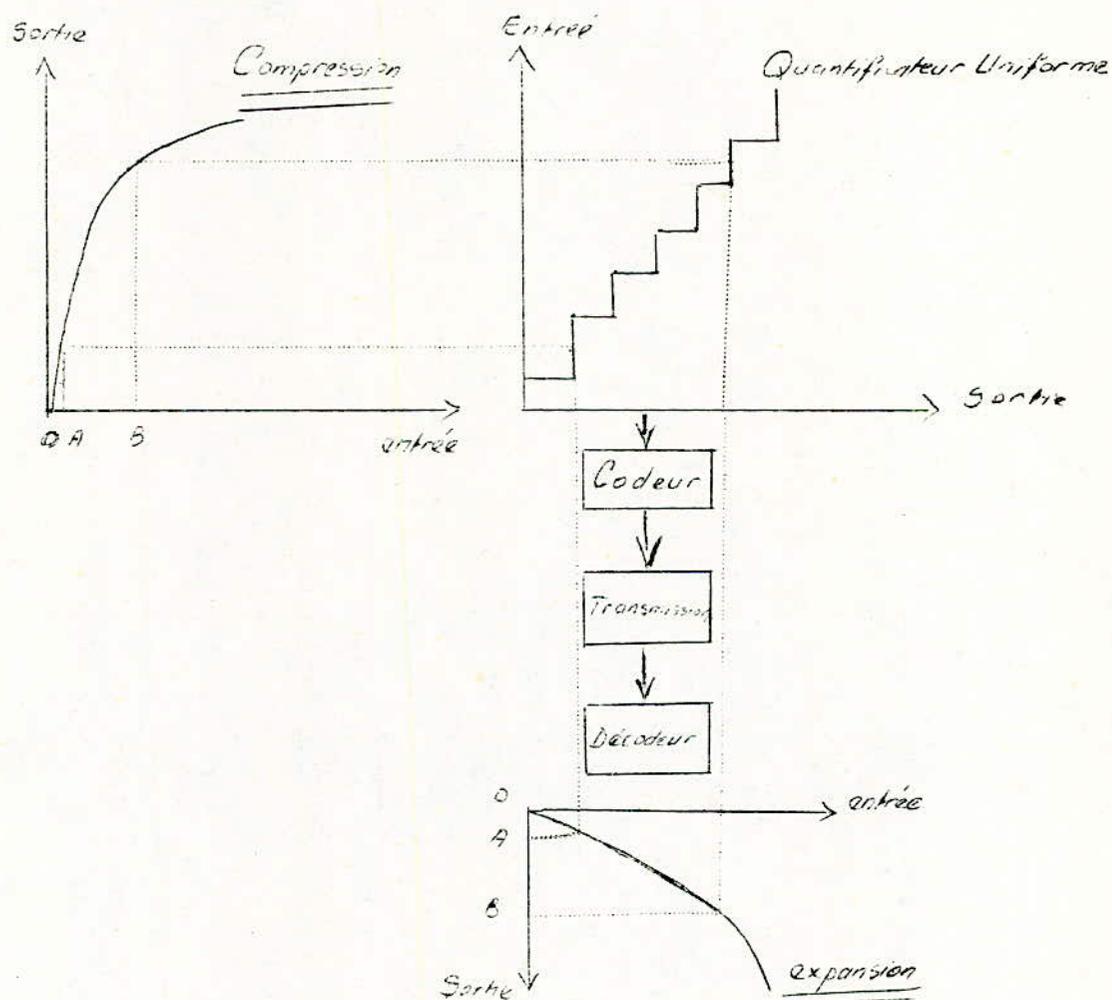


fig c = Compression extension théorique

Cette courbe dont seule la partie positive est représentée est symétrique par rapport à l'origine des axes. Elle est constituée par 13 segments de droite représentant en fait 16 segments (les 4 segments situés autour de l'origine étant colinéaires), soit 8 segments dans la partie positive numérotés de 0 à 7, et 8 segments dans la partie négative; cette courbe approche une courbe logarithmique de loi $A = 87,6$. Les pentes de 2 segments consécutifs sont dans le rapport 2.

Après avoir comprimé le signal, on réalise la quantification uniforme pour passer au codage.

A la réception il faut faire subir une expansion exponentielle au message ainsi quantifiée



IV Le Multiplexage Temporel :

Le multiplexage est un procédé par lequel plusieurs signaux sont combinés afin de combiner un seul signal qui puisse être transmis sur un seul rapport.

- Il y a deux manières d'effectuer un multiplexage temporel :

Soit multiplexer des échantillons des différents signaux qui sont ensuite codés, soit d'effectuer d'abord le codage et ensuite le multiplexage des éléments binaires correspondants (voir figure).

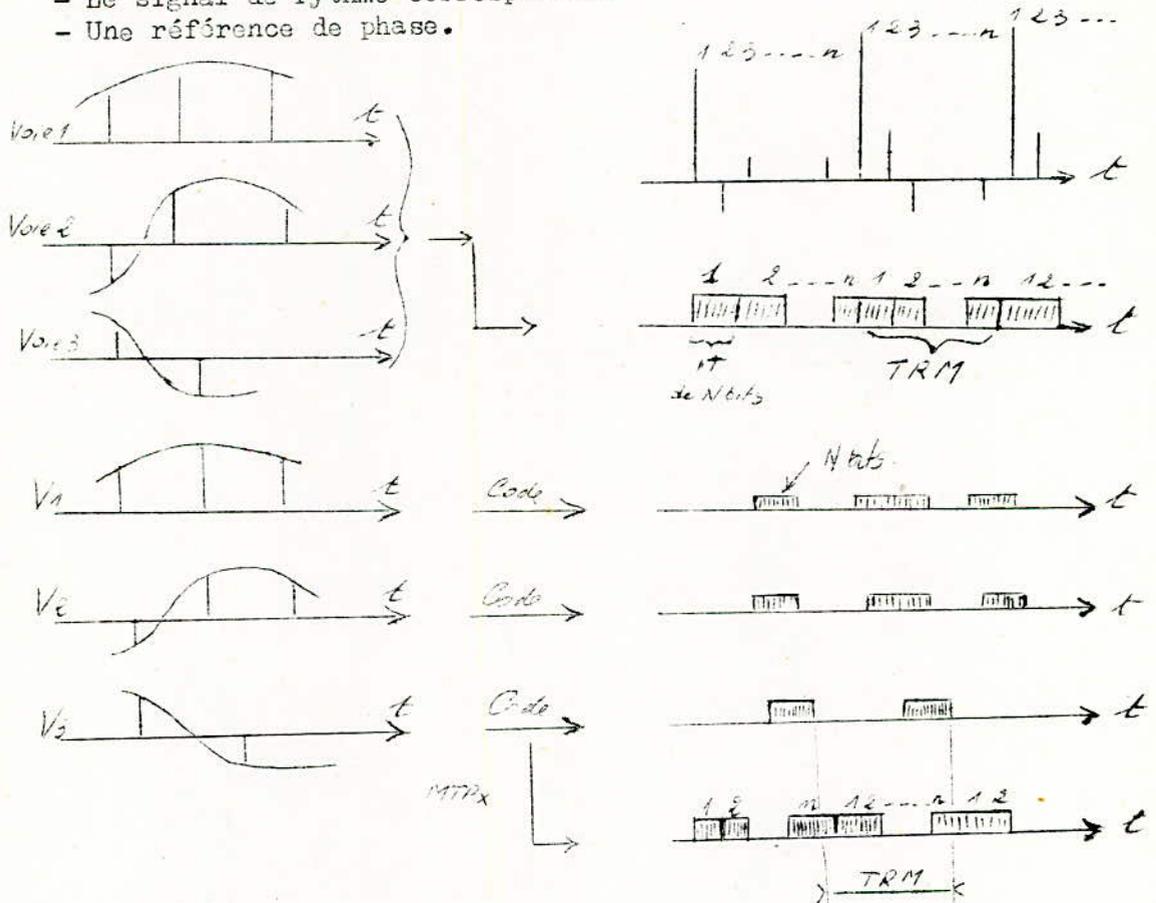
- Dans le 1er cas, le multiplexage est analogique, mais les différentes voies utilisant un codeur commun, dans l'autre cas, le multiplexage étant numérique il faut utiliser un codeur par voie.

Enfin, il faut ajouter une référence de phase au signal ainsi constitué pour la réception. En règle générale, un ensemble d'éléments binaires le signal de verrouillage de trame, est ajouté est répété périodiquement de façon à constituer une trame.

En conclusion, un signal numérique contient :

- 3 types d'informations :

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



Code = Codage
 IT = Intervalle de Temps
 MUX = Multiplexage

TRM = Trame
 V = Voie

Fig C = Multiplexage Temporel

C H A P I T R E I I

C	O	D	A	G	E
---	---	---	---	---	---

I - PRINCIPE :

II - CODAGE BINAIRE A SIGNAL :

III - CONCLUSION :

C O D A G E

I PRINCIPES:

Il est préférable tout d'abord de donner un schéma de la chaîne numérique "Radioélectrique" - Fig 1.

La source fournit le message à transmettre qui est une suite de symboles choisis dans un alphabet à deux éléments. Ces symboles sont désignés par les chiffres "0" et "1". Le message à transmettre pourra, par exemple, résulter de l'échantillonnage du codage et du multiplex d'un ensemble de voies téléphoniques (Multiplex MIC). Cette obtention du message n'est pas prise en compte ici. Nous supposons disposer d'une suite de symboles, notre problème est de transmettre cette suite, sans nous attacher à la signification du message.

L'opération "Codage binaire à binaire" consiste à établir une correspondance entre un symbole du message initial et un bloc de n symboles ($n \gg 1$) d'un message codé, ou plus généralement entre un bloc de p symboles du message initial et un bloc de longueur supérieure ou égale à p du message "codé". Cette transformation entre message à transmettre et message codé doit permettre, selon les cas, la détection ou la défection et la correction des erreurs simples ou multiples. On introduit ainsi une redondance dans le message pour le protéger contre le bruit du canal de transmission (Exemple : Code Cyclique, Codes linéaires etc..).

L'opération codage binaire à signal établit une correspondance reliant un bloc de un ou plusieurs symboles du message "codé" et un état ou une transition entre deux états d'un signal électrique d'une durée caractéristique T

Ce signal électrique n'est pas quelconque : il utilise en effet un nombre fini de niveaux discrets. Il garde donc un certain caractère "Numérique". Ce signal peut d'ailleurs être utilisé directement sur certaines "lignes de transmission".

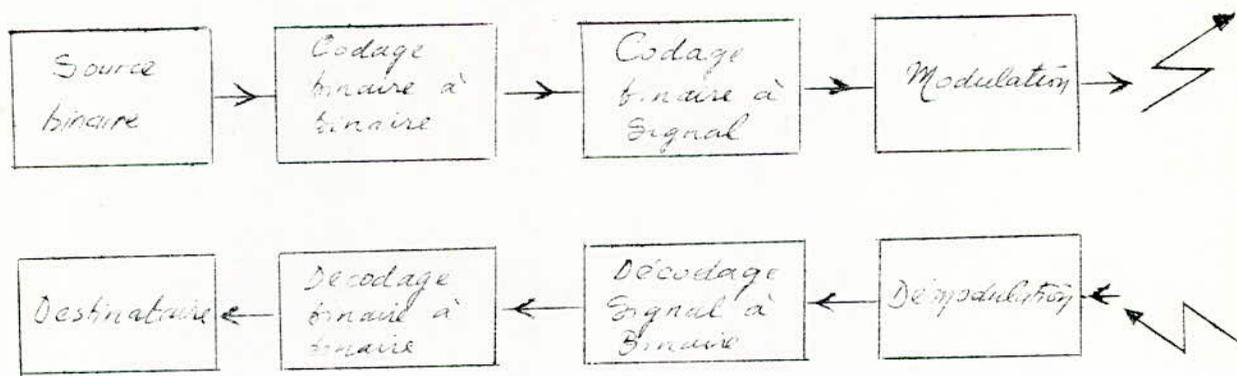


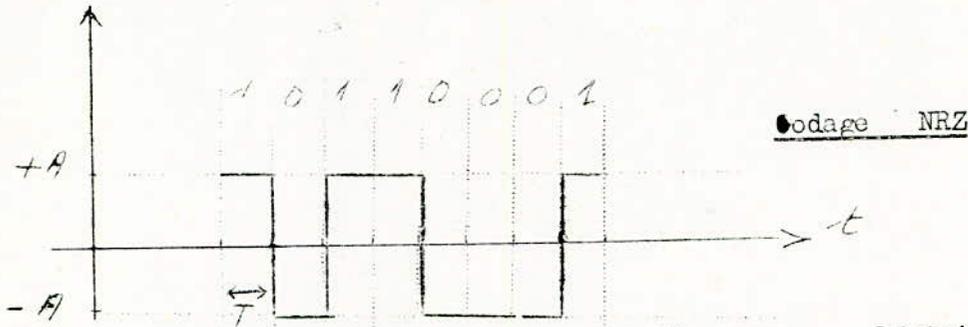
Fig-1 = Schéma de la Chaîne de Transmission Numérique

II-Codage binaire à signal :

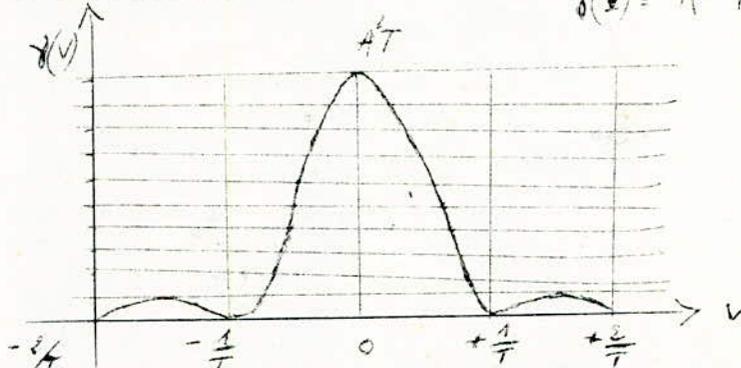
2 1 - Codages directs : Ce groupe de codages fait correspondre un signal électrique à chacun des symboles "0" et "1" : C'est l'état du signal qui est significatif.

2 1 1 - Codage non retour à Zéro (NRZ) :

A chaque symbole correspond un niveau maintenu constant pendant toute la durée de l'intervalle élémentaire.



La densité spectrale de puissance d'un message aléatoire codé en NRZ, ou les deux états sont équi-probables, et de la forme: $f(\nu) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi T \nu}{\pi T \nu} \right)^2$



La fraction relative de puissance contenue dans la bande $(-\frac{1}{T}, +\frac{1}{T})$ est de 90%.

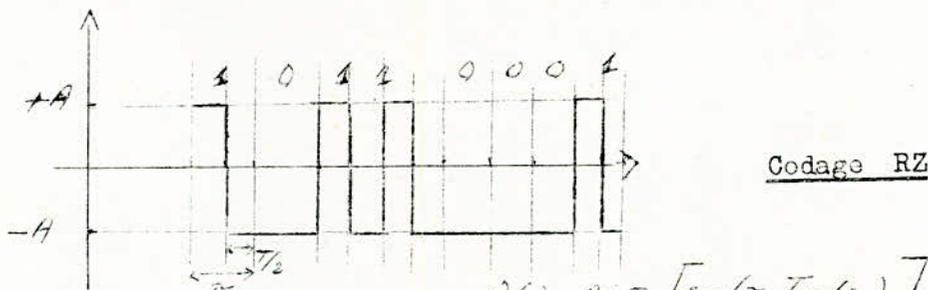
A la réception, il faut faire subir au signal un traitement non linéaire, une raie apparaît pour $F = 1/T$

2 1 2 Codage retour à Zéro (RZ) :

Avec ce codage, le signal comporte des transitions, même si le message est une longue suite de "1". La régénération du rythme numérique à la réception, en sera facilité.

Au symbole Zéro correspond le niveau -A maintenu pendant la durée T de l'intervalle élémentaire.

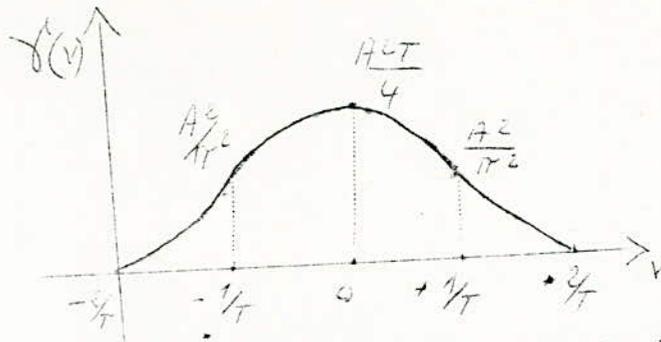
Au symbole "un" correspond le niveau +A maintenu jusqu'à l'instant T.



La densité spectrale est :

$$f(\nu) = \frac{A^2 T}{4} \left[\frac{\sin(\pi T \nu / 2)}{\pi T \nu / 2} \right]^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 \delta(\nu) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A^2}{\pi^2 (2n+1)^2} \delta\left(\nu - \frac{(2n+1)}{T}\right)$$

$f(\nu)$ désigne la distribution de Dirac.



La partie "continue" occupe une largeur deux fois plus grande que dans le cas du codage NRZ. Cette densité spectrale comprend une partie discrète, formée de raies pour tous les harmoniques impaires de la fréquence rythme. On pourra donc régénérer cette fréquence rythme par un filtrage étroit autour de $f_c = 1/T$.

Les codages RZ et NRZ sont des cas particuliers d'un code où le symbole "0" est représenté par le niveau $-A$ pendant T , et où le symbole "1" est représenté par le niveau $+A$ pendant $T/2$ puis par le niveau $-A$ jusqu'à 1 (instant T).

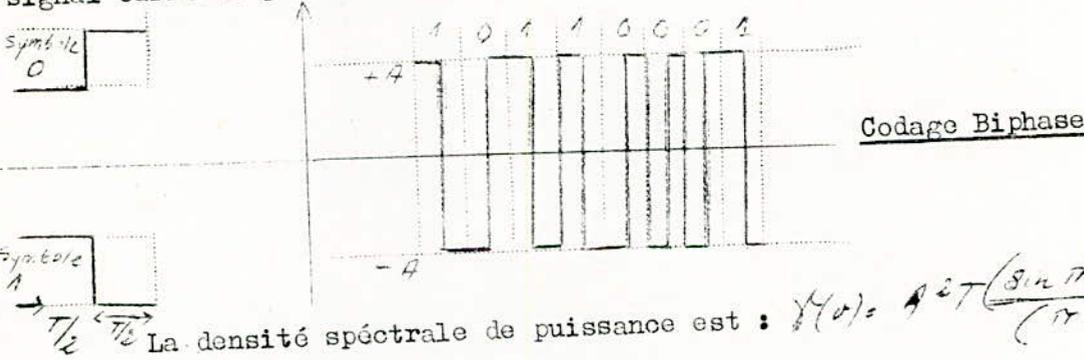
La densité spectrale de puissance d'un message aléatoire ainsi codé est :

$$S(f) = \frac{A^2 T}{T} \left[\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2 + A^2 \left(1 - \frac{2T}{T}\right) \delta(f) + \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{A^2 T}{T^2} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

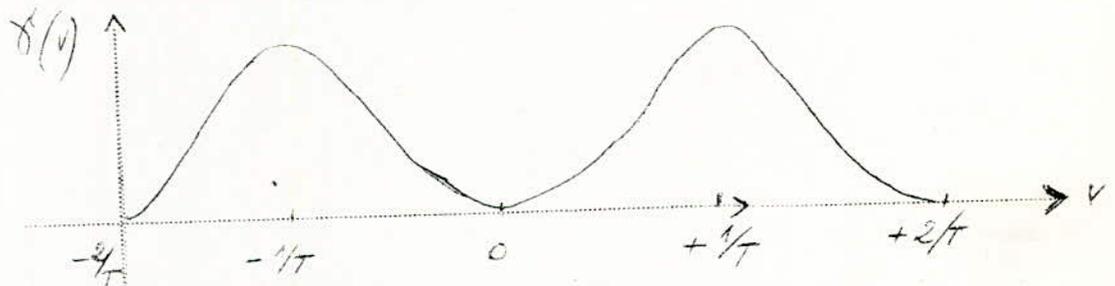
2 1 3 - Codage Biphasé :

Les codages précédents impliquent une énergie maximale à transmettre sur la fréquence Zéro. L'obligation de transmettre la composante continue est parfois gênante. Le codage biphasé évite cette difficulté.

Les deux symboles Zéro et Un sont représentés par les phases 0 et π d'un signal carré de période T .



La densité spectrale de puissance est : $S(f) = A^2 T \frac{(\sin \pi T f / 2)^2}{(\pi T f / 2)^2}$

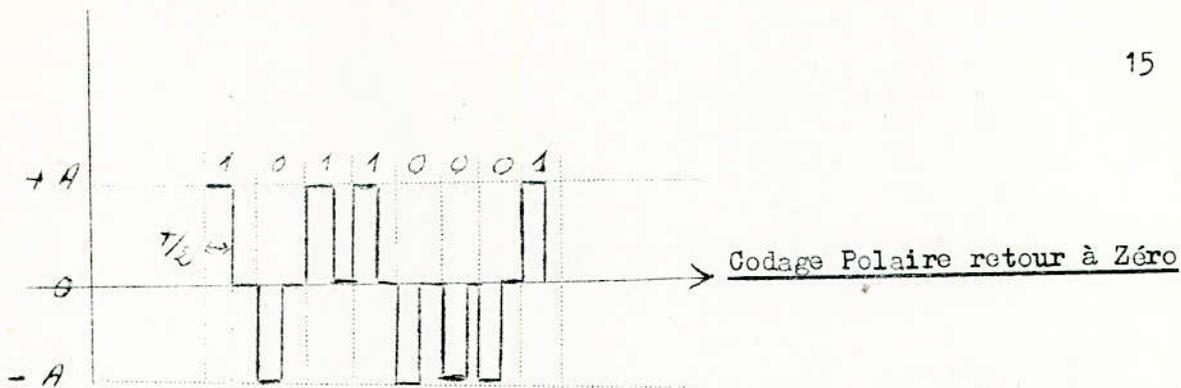


La composante continue est nulle et le spectre ne comporte aucune raie. 87% de l'énergie du signal est compris dans la bande $(-2/T, 2/T)$. L'encombrement spectral est du même ordre que celui du codage RZ.

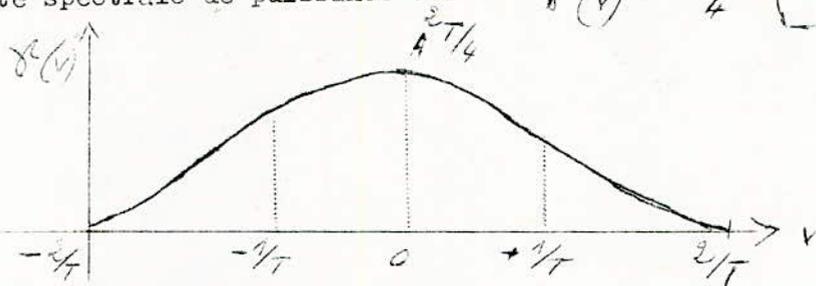
2 1 4 - Code Polaire retour à Zéro :

C'est un code à trois niveaux :

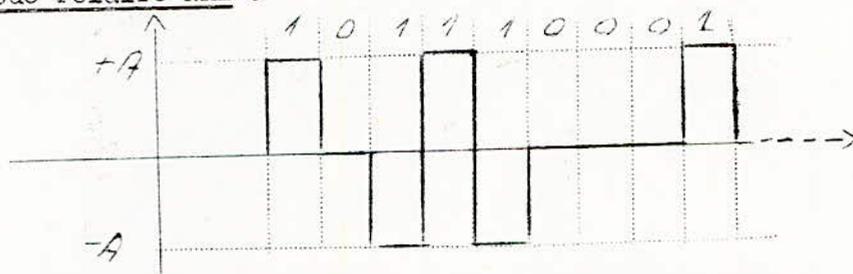
Le symbole "0" est représenté par le niveau $-A$ pendant $T/2$ et de $T/2$ à T ;
 Le symbole "1" est représenté par le niveau $+A$ pendant $T/2$ et 0 de $T/2$ à T



La densité spectrale de puissance est : $\mathcal{P}(v) = \frac{A^2 T}{4} \left[\frac{\sin(\pi T v/2)}{\pi T v/2} \right]^2$



2 1 5 - Code Polaire NRZ :



Le symbole "Zéro" est représenté par le niveau "0", le symbole "Un" est représenté tantôt par le niveau +A, tantôt par le niveau -A, alternativement. C'est un code à trois niveaux. La densité spectrale de puissance est :

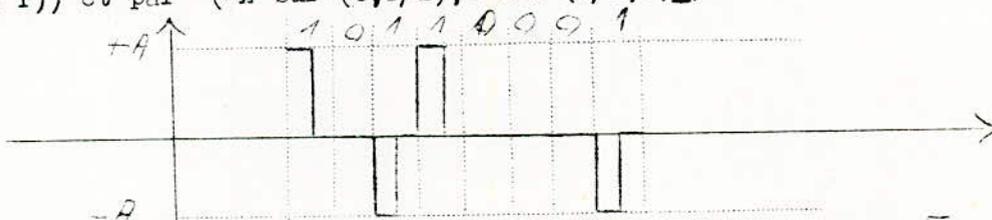
$$\mathcal{P}(v) = A^2 T \frac{[\sin(\pi T v)]^4}{[\pi T v]^2}$$

2 1 6 - Code Bipolaire RZ :

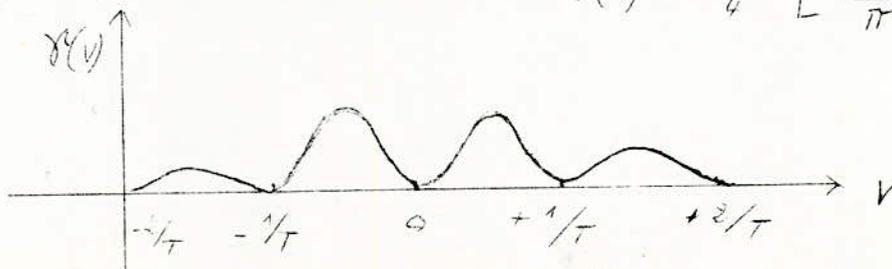
C'est un autre type de codage à trois niveaux ;

Le "Zéro" est représenté par le niveau Zéro.

Le "1" n'est pas représenté d'une façon unique, sa représentation dépend du "Un" précédent. Alternativement les "Un" sont codés par (+A sur (0, T/2), 0 sur (T/2, T)) et par (-A sur (0, T/2), 0 sur (T/2, T)).



La densité spectrale de puissance est : $\mathcal{P}(v) = \frac{A^2 T}{4} \left[\frac{\sin(\pi T v/2)}{\pi T v/2} \right]^2 \sin^2(\pi T v)$

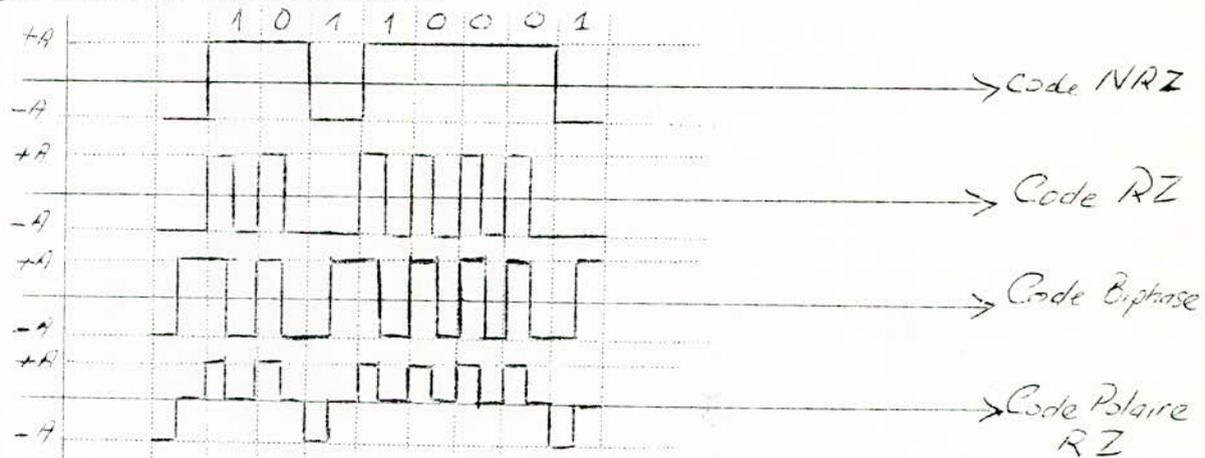


La composante continue est nulle. Le spectre ne comporte aucune raie. L'allure de la répartition spectrale est la même que celle d'un message codé en Biphase mais l'encombrement est deux fois moindre (Le premier Zéro de la courbe est pour $V = 1/T$).

Le code Bipolaire permet la détection des erreurs mais ne permet pas leur correction. Une erreur isolée aboutit au viol de la bipolarité.

2 1 7 - Codage par transitions :

Dans ces codages se sont les transitions ou la non transition entre deux états consécutifs du signal qui est significatif, ces états du signal étant ceux utilisés par les codages directs. L'intérêt de ces codages est qu'il n'est pas nécessaire de connaître à la réception du signal la correspondance entre les symboles du message et les signaux électriques élémentaires, les changements d'états du signal étant seuls caractéristiques. En contrepartie, le taux d'erreur après décodage est double de celui obtenu par codage direct. Cependant les densités spectrales de puissance sont identiques à celles obtenues avec les codages directs correspondants.



2 1 8 - Codes Bipolaire à haute densité HDB n :

Il s'agit de codes dérivés du code Bipolaire, modifiés de telle sorte qu'aucune séquence de plus de n éléments de signal nuls ne puissent exister.

Dans ce qui suit, on appellera B un élément de signal non nul (+1 ou -1) respectant la Bipolarité et V un élément de signal non nul violant la Bipolarité donc de même signe que l'élément de signal non nul précédent.

Règle de Formation :

Tant que la séquence binaire à transmettre ne comprend pas de séquence de plus de n Zéros consécutifs, le code est identique au Bipolaire. Toute séquence de $(n+1)$ Zéros est dès qu'elle se présente, traduite : soit par la séquence d'éléments de signal $BO.....OV$, soit par $OO.....OV$, de telle sorte que deux "viols" (V) consécutifs soient toujours de signes opposés (Ceci pour éviter de faire apparaître une composante continue).

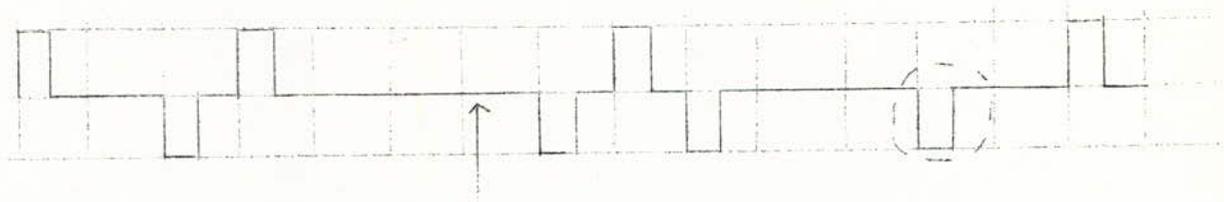
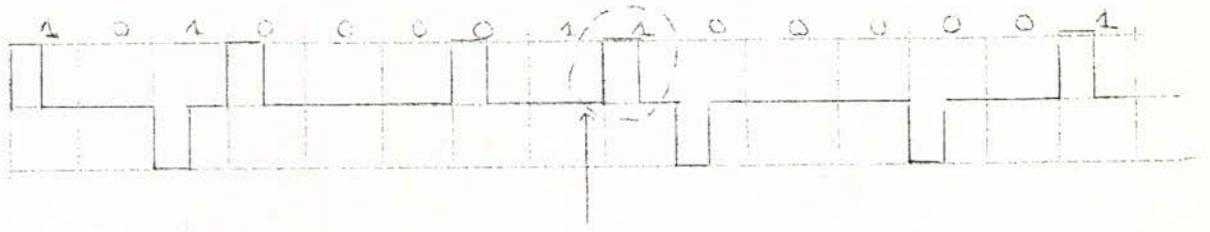
2 1 9 - Décodage HDB n :

On détecte un "viol" par comparaison de signe de toutes les impulsions reçues à celui de la n -ième impulsion précédente. Si le signe est le même, le viol existe et l'impulsion est décodée comme un "Zéro", sinon c'est un "Un".

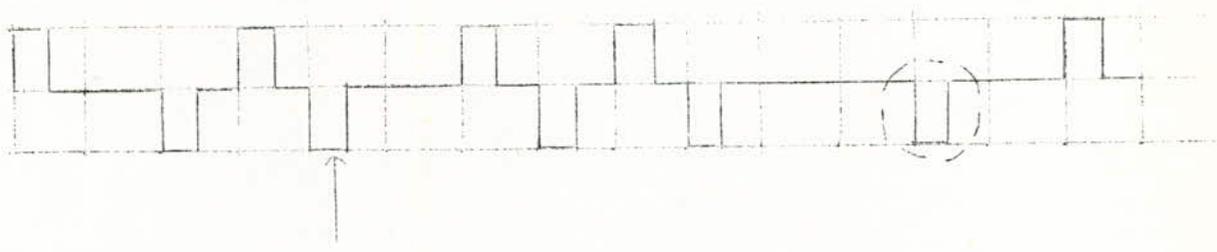
Les codages HDB n , présentent de bonnes caractéristiques de raccordement (récupération de rythme).

Effet d'une erreur isolée dans le cas où le mot présent est négatif.

Disparition d'une impulsion:

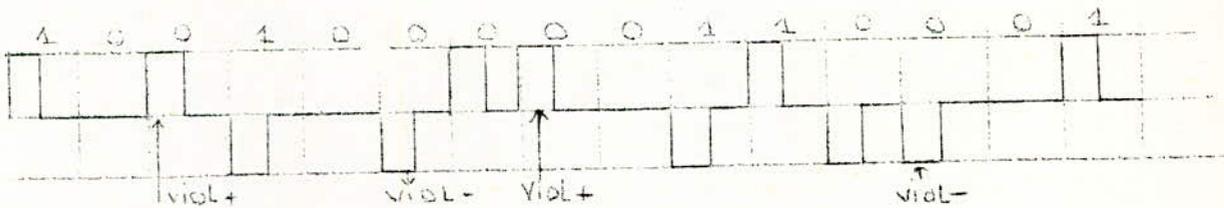


Apparition d'une impulsion:

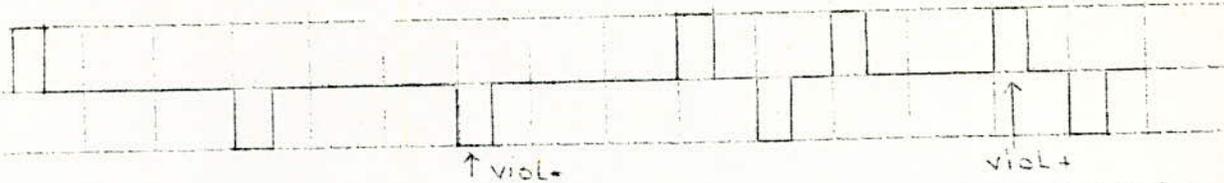


Exemples de codes HDDBn

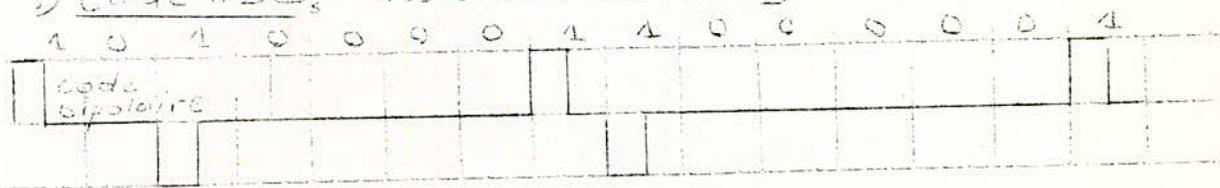
1) Code HDDB₂



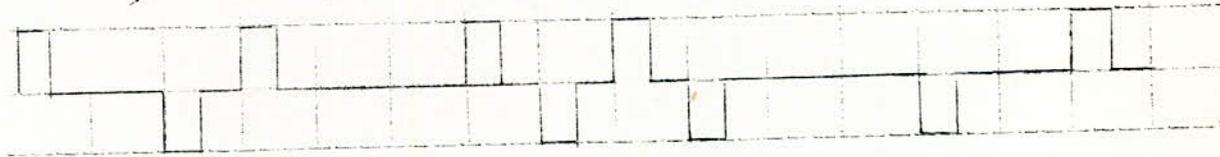
2) Code HDDB₂



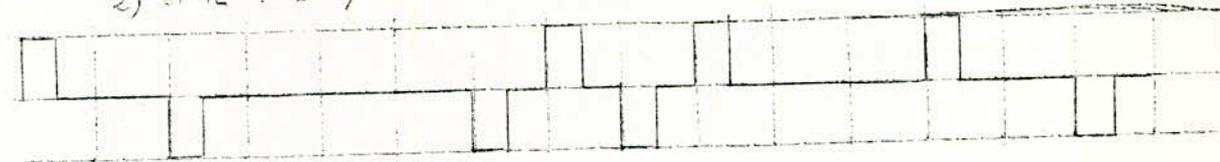
3) Code HDDB₃: très utilisé dans les systèmes numériques!



1) si le viol précédent était négatif:



2) si le viol précédent était positif:



III - CONCLUSION :

Nous avons décrit quelques procédés classiques de codage binaire à signal. Seuls les codages RZ et NRZ sont couramment utilisés avant une transmission Radio-électrique. Le codage RZ permet une restitution plus facile du rythme numérique à la réception mais le signal ainsi codé occupe une bande deux fois plus large que celui codé en NRZ.

Les autres codes Biphases, Bipolaires etc., sont plutôt utilisés pour une transmissions directes en bandes de base. Leur intérêt est lié à l'absence de composante continue dans le signal et à la concentration de l'énergie dans une bande de fréquence aussi étroite et aussi basse que possible.

Les codages directes qui précèdent une transmission radio-électrique impliquent la connaissance absolue de la référence de phase à la réception. Cela est possible dans le cas de la transmission de paquets d'information précédées par un bloc destiné à permettre un accrochage en phase du récepteur. (Solution utilisée dans les systèmes d'accès multiples par répartition dans le temps). Au contraire, pour assurer une transmission continue, il est indispensable de s'abstraire de la contrainte (Connaissance absolue) de la référence de phase ; les codages par transition permettent cette transmission continue puisque seuls les sauts de phase du signal sont significatifs.

C H A P I T R E III

MODULATION ET DEMODULATION
DE
l'INFORMATION NUMERIQUE

-I - INTRODUCTION :

-II - MODULATION PAR DEPLACEMENT DE PHASE

-III - DEMODULATION PAR DEPLACEMENT DE PHASE

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

MODULATION ET DEMODULATIONI - INTRODUCTION :

L'opération "Modulation" fait correspondre à chaque niveau du signal un état d'amplitude, de fréquence ou de phase d'une sinusoïde "porteuse".

En modulation par déplacement de phase, le nombre de phases distinctes à émettre est le nombre de niveaux du signal. Pour protéger la transmission contre le bruit, on choisit les phases émises, régulièrement réparties entre 0 et 2 π .

Plus généralement, il existe des types de modulations mixtes qui associent à chaque niveau du signal un état d'une sinusoïde "porteuse" caractérisée par trois valeurs des variables (Amplitude, fréquence, phase) choisis parmi un ensemble discret de triplets possibles.

Les opérations dans la chaîne de réception sont symétriques de celles de la chaîne émission.

Dans certains modulateurs, les quatre niveaux possibles du signal n'apparaissent pas. Le train numérique est séparé en deux trains contenant respectivement des symboles de rang pair et de rang impair, ces deux trains numériques modulent deux ondes porteuses en quadrature par modulation de phase à deux états; ces deux sinusoïdes sont en suite ajoutés pour former la porteuse modulée en phase à quatre états.

Le codage sera réalisé en même temps que la modulation.

La décomposition introduite n'est pas cependant inutile : en effet, au cours de la démodulation, on fera un certain nombre d'erreurs, lors de l'estimation des phases émises. Ces erreurs induiront après décodage, des erreurs sur les symboles. Pour un même taux d'erreurs sur les phases estimées, le taux d'erreur sur les symboles sera différent suivant la correspondance couple de symboles-phase, utilisées à l'émission.

À la réception la démodulation consiste à déterminer lequel, parmi les états d'amplitude, de fréquence ou de phase possible de la porteuse a été émis.

I' - Modulation d'amplitude :

Dans le cas d'une modulation à deux états, c'est une modulation par tout ou rien : présence et absence de la porteuse caractérisant les deux états du signal émis. Ce genre de modulation est peu utilisé en raison de leur vulnérabilité au bruit.

Au "Zéro" du signal numérique on fait correspondre un potentiel V_0

$$"0" \longrightarrow V_0 \cos \omega_0 t$$

au "Un" du signal numérique on fait correspondre un potentiel V_1

$$"1" \longrightarrow V_1 \cos \omega_0 t$$

étant la pulsation de la porteuse sinusoïde

II - Modulation par déplacement de fréquence :

Chaque état à transmettre est caractérisé par une fréquence. Ce procédé est moins vulnérable au bruit que la modulation d'amplitude.

"0" Impulsion de porteuse F_0

"1" Impulsion de porteuse F_1

Ce procédé est peu employé à cause du taux d'erreur et de l'occupation spectrale élevés.

II - MODULATION PAR DEPLACEMENT DE PHASE :

Chaque état à transmettre est caractérisé par une phase de la porteuse émise. On a bien sûr, intérêt, pour obtenir la démodulation la plus performante à choisir les phases possibles équidistantes. Dans une modulation à deux états, les phases 0 et 180° ; dans une modulation à quatre états, les quatre phases sont distantes de 90° . Ce type de modulation est plus résistant au bruit que la modulation d'amplitude et que la modulation de fréquence.

L'encombrement spectral autour de la fréquence porteuse, après modulation, dépend de l'encombrement spectrale du signal modulant.

Dans les systèmes de transmissions radio-électrique on est obligé d'économiser au maximum la largeur de la bande utilisée. On sera donc amené à utiliser de préférence le codage binaire à signal NRZ qui donne un encombrement spectrale plus faible que celui obtenu avec les autres codages de réalisation simple (RZ, Bipolaire etc)

Débit d'information et rapidité de transmission :

Afin d'éviter des confusions regrettables, on devra prendre garde à distinguer entre débit d'information de la source, par exemple après codage binaire à binaire, et rapidité de transmission sur la ("ligne de transmission").

-La première quantité exprimée en "bits par seconde", représente la quantité d'information à transmettre par seconde.

-La seconde quantité, exprimée en "bauds", représente le nombre par seconde, de symboles émis sur la ligne de transmission.

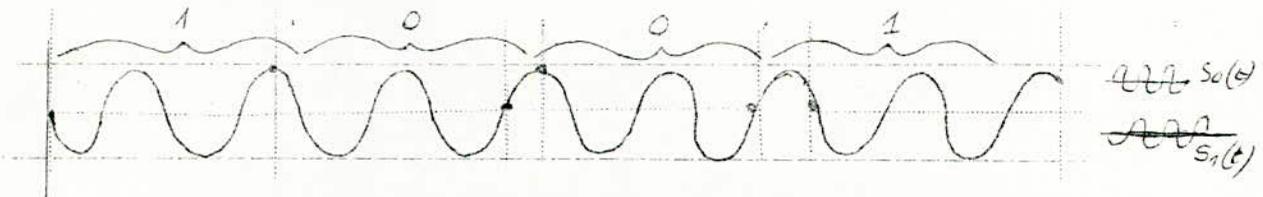
Dans le cas d'une transmission radio-électrique, cette rapidité de transmission est la rapidité de modulation. Par exemple, donc le cas de la transmission avec modulation par déplacement de phase à quatre états, la rapidité de modulation est deux fois plus faible que le débit d'information du message à transmettre après codage binaire à binaire (éventuel), puisque chaque état ou transition de phase est caractéristique d'un doublet d'éléments binaires.

2 1 - Modulation cohérente, modulation non cohérente :

La modulation cohérente consiste à imposer à la phase de la porteuse de prendre une valeur caractéristique du symbole émis au début de ce symbole; à chaque symbole correspond une portion bien déterminée $S_k(t)$ de la sinusoïde porteuse.

La modulation non cohérente de phase est une modulation classique de phase -à chaque transition du message, on fait subir à la porteuse une rotation de phase proportionnelle à l'amplitude de cette transition. La phase de la porteuse a ainsi une valeur quelconque au début de chaque élément binaire.

La fréquence porteuse est un multiple entier de la fréquence rythme du signal numérique. Dans le cas de la modulation cohérente à deux phases, si l'on choisit la phase initiale "Zéro" pour représenter "0" et la phase 180° pour représenter le symbole "Un", le signal est continu et les transitions ne provoquent aucune discontinuité de l'amplitude.



2 1 1 - Modulation cohérente par déplacement de phase à deux états

Le signal correspondant à chaque symbole est parfaitement défini:

$$\begin{aligned} S_0(t) &= A \cos(\omega_0 t + \theta + \varphi_0) \\ S_1(t) &= A \cos(\omega_0 t + \theta + \varphi_0) \end{aligned} \text{ pour } t \in [nT, (n+1)T]$$

ω_0 est la pulsation de la porteuse, vérifiant $\frac{\omega_0 T}{2\pi} = k$ entier positif et φ phase initiale constante.

Rappelant que si on a $\theta = \pi/2$, il n'y a pas de discontinuité de phase (et donc d'amplitude) due à la modulation.

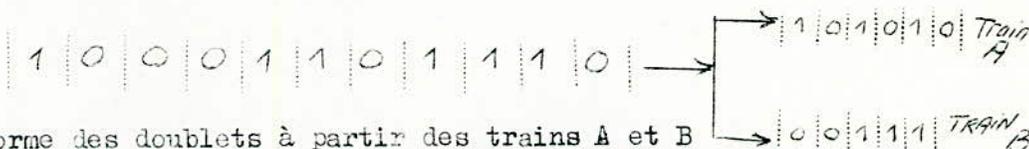
2 1 2 - Modulation cohérente par déplacement de phase à quatre états :

Si T est l'intervalle de temps séparant deux déplacements de phase consécutifs, la densité spectrale de l'onde modulée a pour expression :

$$f(v) = \frac{A^2 T}{4} [\delta(v-v_0) + \delta(v+v_0)] * \left(\frac{\sin \frac{\pi T v}{2}}{\frac{\pi T v}{2}} \right)^2 \quad * = \text{opération de convolution.}$$

Ce résultat est valable que la modulation soit cohérente ou pas.
 (l'onde MDP 4 peut être considérée comme la somme de deux ondes MDP 2 en quadratures; les deux termes de "cohérence" correspondants, s'éliminent).

Exemple :



On forme des doublets à partir des trains A et B
 Chaque doublet peut prendre 4 valeurs possibles auxquelles on associe 4 états de phase de la porteuse :

- 00 $\longrightarrow \varphi_0$
- 01 $\longrightarrow \varphi_0 + \pi/2$
- 11 $\longrightarrow \varphi_0 + \pi$
- 10 $\longrightarrow \varphi_0 + 3\pi/2$

Couple de symboles	phase émise code de Gray	phase émise autre code
00	0	0
01	$\pi/2$	π
10	$3\pi/2$	0
11	π	$\pi/2$

2 1 3 - Modulation non cohérente par déplacement de phase à deux états !

Le signal modulé s'écrit : $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \alpha(t) + \varphi)$

avec $\alpha(t) = 0$ ou π pour $t \in [nT, (n+1)T]$

avec $\frac{\omega_0 T}{2\pi}$ non entier et $\varphi =$ Phase aléatoire équipartie sur $[0, 2\pi]$

- "0" $\longrightarrow \Delta\varphi = 0$
- "1" $\longrightarrow \Delta\varphi = \pi$

On démontre que la densité spectrale de puissance de $S(t)$ est de la forme :

$$f(\nu) = A^2 T / 4 [\delta(\nu - \nu_0) + \delta(\nu + \nu_0)] * \left(\frac{\sin(\pi T \nu)}{\pi T \nu} \right)^2$$

Cette modulation est analogue à une modulation d'amplitude sans porteuse.

Dans ce cas ce n'est pas le train numérique initial (A) qui attaque le modulateur, mais un train déduit de A par la transformation logique suivante :

Soit : α_t la valeur de α à l'instant t
 α_{t+T} la valeur de α à l'instant $t+T$

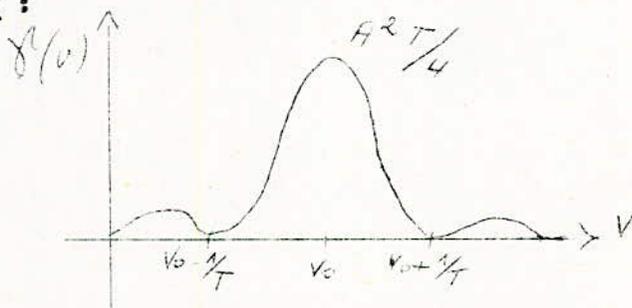
On a le tableau de vérité suivant :

A	α_t	α_{t+T}
0	0	0
0	1	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

d'où $\alpha_{t+T} = A \oplus \alpha_t$

\oplus ou exclusif réalisable avec des Circuits NAND.

Densité spectrale :



2 1 4 - Modulation non cohérente par DF4 :

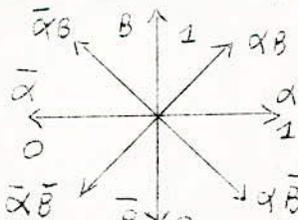
Comme pour la modulation cohérente à quatre états, on divise le train numérique en deux trains numériques A et B.

A chaque couple de A et B on associe un saut de phase $\Delta \varphi$ de la manière suivante :

A	B	$\Delta \varphi$
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

Code Gray

Le code Gray utilisé permet de diminuer le taux d'erreur. Mais l'attaque du modulateur se fera par deux trains α et β déduits de A et B par transformation logique :



Soient α_0 et β_0 les valeurs de α et β à l'instant t. A l'instant t + T quand arrivent les trains A et B porteurs de l'information on a :

1°) - A = 0 B = 0 $\longrightarrow \Delta \varphi = 0$, α et β restent inchangés et donnent la même phase.

d'où : $\alpha = \alpha_0$ et $\beta = \beta_0$.

a) - A = 1 B = 1 $\longrightarrow \Delta \varphi = \pi$

$\alpha = \bar{\alpha}_0 \text{ et } \beta = \bar{\beta}_0$

b) - A = 0 B = 1 $\longrightarrow \Delta \varphi = \pi/2$

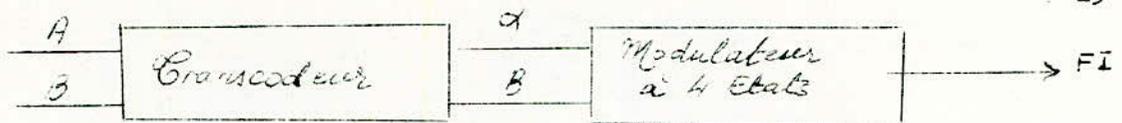
rotation de $-\pi/2$

$\Rightarrow \alpha = \bar{\beta}_0 \text{ et } \beta = \alpha_0$

c) - A = 1 B = 0 $\longrightarrow \Delta \varphi = 3\pi/2$

rotation de $+\pi/2$

$\alpha = \beta_0 \text{ et } \beta = \bar{\alpha}_0$



La table de vérité suivante nous donne les équations logiques du transcodeur :

A	B	α	α ₀	B ₀	α	B
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	1	1	1
0	1	π/2	0	0	1	0
0	1	π/2	0	1	0	0
0	1	π/2	1	0	1	1
0	1	π/2	1	1	0	1
1	0	3π/2	0	0	0	1
1	0	3π/2	0	1	1	1
1	0	3π/2	1	0	0	0
1	0	3π/2	1	1	1	0
1	1	π	0	0	1	1
1	1	π	0	1	1	0
1	1	π	1	0	0	1
1	1	π	1	1	0	0

d'où on trouve :

$$\alpha = \alpha_0 \bar{A} \bar{B} + \bar{B}_0 \bar{A} B + \bar{\alpha}_0 A B + B_0 A \bar{B}$$

$$B = B_0 \bar{A} \bar{B} + \alpha_0 \bar{A} B + \bar{\alpha}_0 A \bar{B} + B_0 A B$$

Ce transcodeur sera réalisé avec des portes Nands par Exemple

$$\alpha = \alpha_0 \bar{A} \bar{B} + \bar{B}_0 \bar{A} B + B_0 A \bar{B} + \bar{\alpha}_0 A B$$

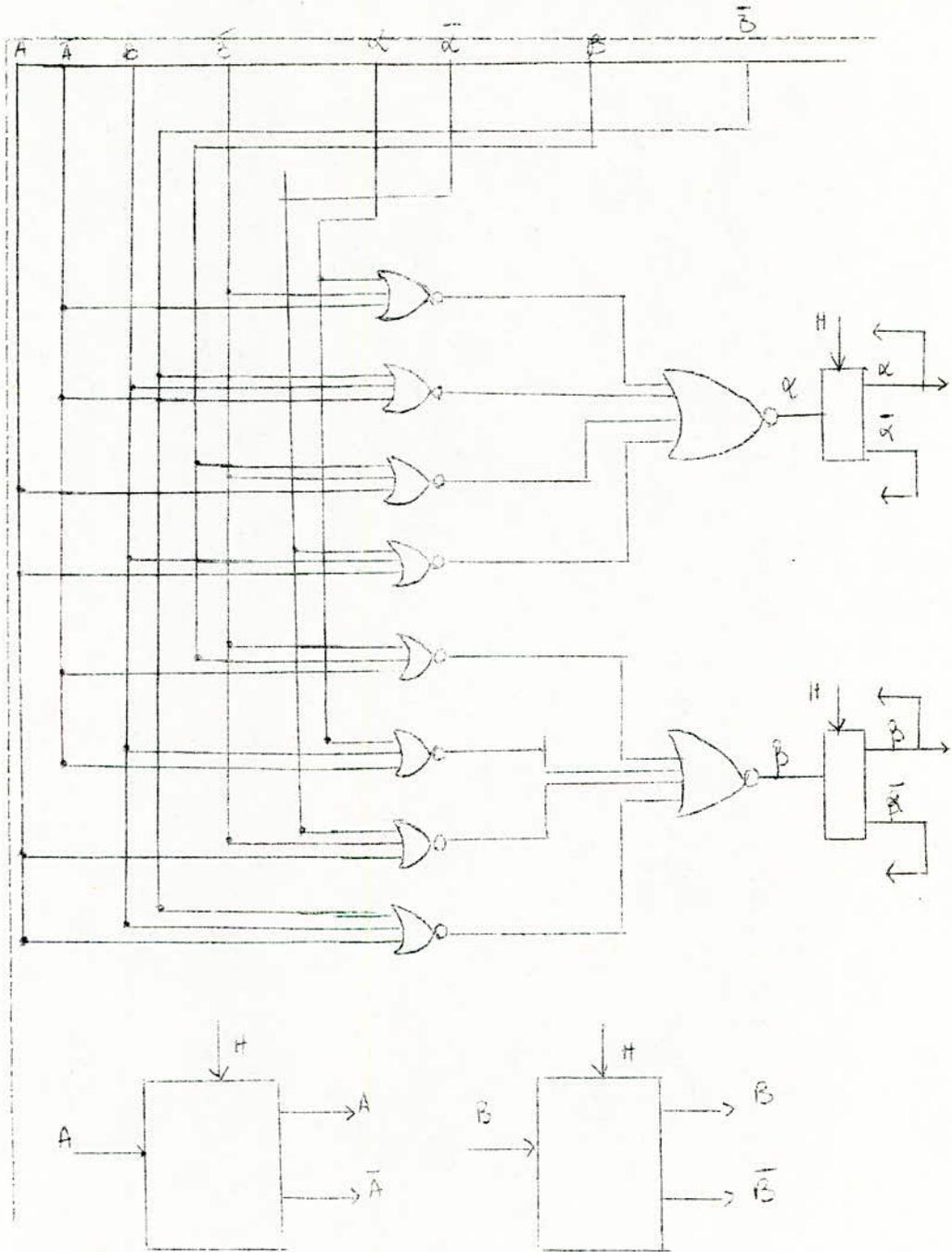
$$\alpha = \alpha_0 \bar{A} \bar{B} \cdot (\bar{B}_0 \bar{A} B) \cdot (B_0 A \bar{B}) \cdot (\bar{\alpha}_0 A B)$$

d'où

$$\alpha = N \left\{ N(\alpha_0, \bar{A}, \bar{B}), N(\bar{B}_0, \bar{A}, B), N(B_0, A, \bar{B}), N(\bar{\alpha}_0, A, B) \right\}$$

$$B = N \left\{ N(B_0, \bar{A}, \bar{B}), N(\alpha_0, \bar{A}, B), N(\bar{\alpha}_0, A, \bar{B}), N(B_0, A, B) \right\}$$

Schéma de réalisation du transcodeur.



Deux types ^{de} de-modulations sont possibles:

-La démodulation cohérente, où l'on dispose d'un oscillateur local synchronisé avec l'oscillateur d'émission. On connaît donc la référence de phase et on démodule par multiplication du signal incident avec cette onde de référence.

-La démodulation différentielle où l'on utilise le signal reçu, retardé de la durée d'un élément binaire, comme référence de phase. Dans ce cas, le signal doit nécessairement être codé par transition à l'émission; on ne s'intéresse alors à la démodulation qu'au transitions de phase. La demodulation décode directement les transitions.

3 1 - Démodulation cohérente :

3 1 1 - Démodulation cohérente à deux états :

L'Onde porteuse est représentée par : $V \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

Le signal incident est représenté par : $V \cos(\omega_0 t + \varphi + \varphi_0)$

avec $\varphi = 0$ ou π

On fait la multiplication de ces deux grandeurs :

$$V \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot V \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) = \frac{V^2}{2} [\cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0 + \varphi) + \cos \varphi]$$

Grâce à un filtrage on élimine la composante à $2\omega_0$

Le signal restant $\frac{V^2}{2} \cos \varphi$ donnera par son signe la valeur du bit

$$\begin{cases} \text{"0"} \Rightarrow \varphi = 0 \Rightarrow \frac{V^2}{2} \\ \text{"1"} \Rightarrow \varphi = \pi \Rightarrow -\frac{V^2}{2} \end{cases}$$

3 1 2 - Démodulation cohérente à quatre états :

Le signal incident est divisé en deux parties dont l'une sera multipliée par $V \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et l'autre par $V \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi)$

Le signal incident à l'instant t est : $V \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi)$

avec $00 \Rightarrow \varphi = \frac{\pi}{4}$

$11 \Rightarrow \varphi = \frac{5\pi}{4}$

$01 \Rightarrow \varphi = \frac{3\pi}{4}$

$10 \Rightarrow \varphi = \frac{7\pi}{4}$

on a :

$$V \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \times V \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) = \frac{V^2}{2} [\cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0 + \varphi) + \cos \varphi]$$

$$V \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \times V \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi) = \frac{V^2}{2} [\sin(2\omega_0 t + 2\varphi_0 + \varphi) + \sin \varphi]$$

Par filtrage on élimine les composantes en $2\omega_0$ on obtient finalement les tensions suivantes :

$\frac{N^2}{2} \cos \varphi$ et $\frac{V^2}{2} \sin \varphi$ dont les signes donneront la valeur du doublet

$\text{Si : } \cos \varphi > 0 \text{ et } \sin \varphi > 0 \longrightarrow \text{"00"}$

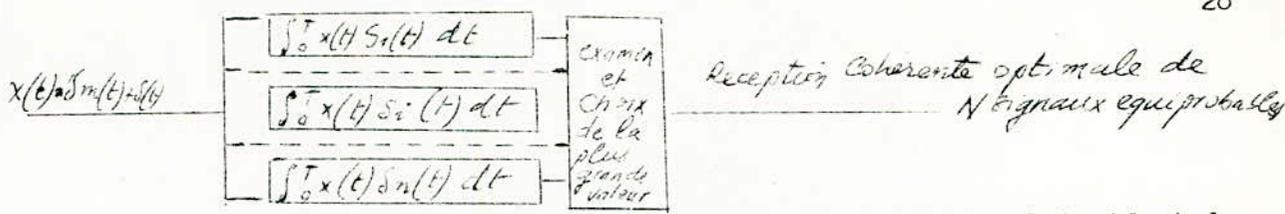
$\cos \varphi > 0 \text{ et } \sin \varphi < 0 \longrightarrow \text{"10"}$

$\cos \varphi < 0 \text{ et } \sin \varphi > 0 \longrightarrow \text{"01"}$

$\cos \varphi < 0 \text{ et } \sin \varphi < 0 \longrightarrow \text{"11"}$

3 1 3 - Taux d'erreur en démodulation cohérente :

On démontre que le récepteur optimal selon le critère "minimiser la probabilité d'erreur" ou "maximaliser celle de décision correcte", a, en présence de bruit blanc gaussien, la forme représentée en dessous lorsqu'on suppose les n signaux $s_i(t)$ équiprobables.



La réception optimale consiste à faire passer le signal incident dans n filtres adaptés aux signaux attendus $S_i(t)$ et à choisir le signal correspondant à la plus grande valeur de sortie.

Cette connaissance exacte des signaux attendus $S_i(t)$ est à la base du caractère cohérent de la démodulation. Dans la pratique, cette connaissance exacte de $S_i(t)$ implique la reconstitution d'une onde de référence en phase avec l'oscillateur utilisé à l'émission.

En modulation par DP2, le taux d'erreur s'exprime par :

$$P(E) = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) \quad \text{avec } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

E : énergie par élément binaire transmis.

N_0 : densité spectrale monolatérale du bruit (supposé blanc ou gaussien)

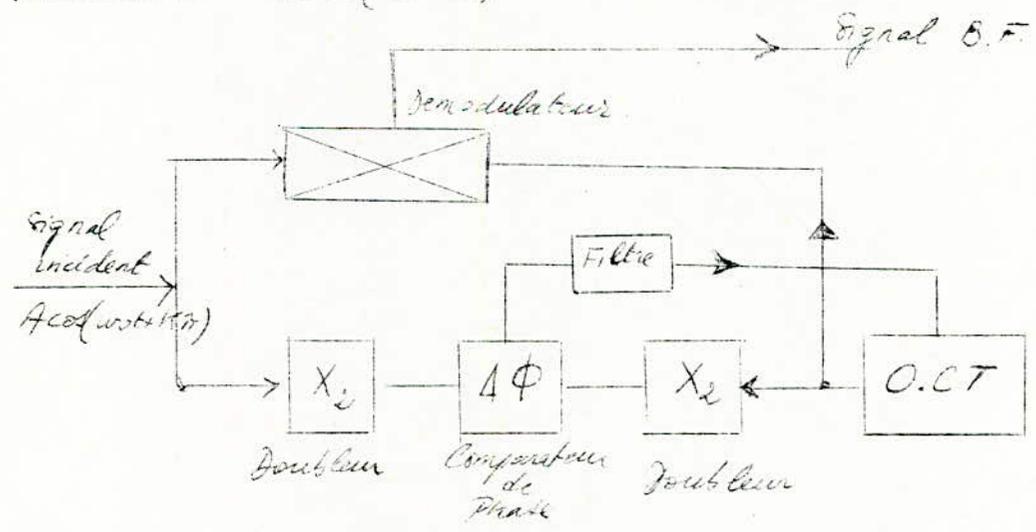
En modulation par déplacement de phase à quatre états, le taux d'erreur a la même expression, en fonction de E/N_0 , que pour la modulation à deux états :

$$P(E) = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$$

3 1 4 - Récupération de la porteuse :

Le principe est le même pour les MDP2 ou 4 états, un oscillateur local fournit $V \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \phi)$, le signal reçu est : $V \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \phi)$, on multiplie par deux (respectivement par quatre), ce qui conduit à éliminer ϕ

Puis on commande l'oscillateur par la tension d'erreur $K_{err} \epsilon(\phi_0 - \phi_1)$ (respectivement $K_{err} 4(\phi_0 - \phi_1)$) (voir fig. fin de Chapitre).



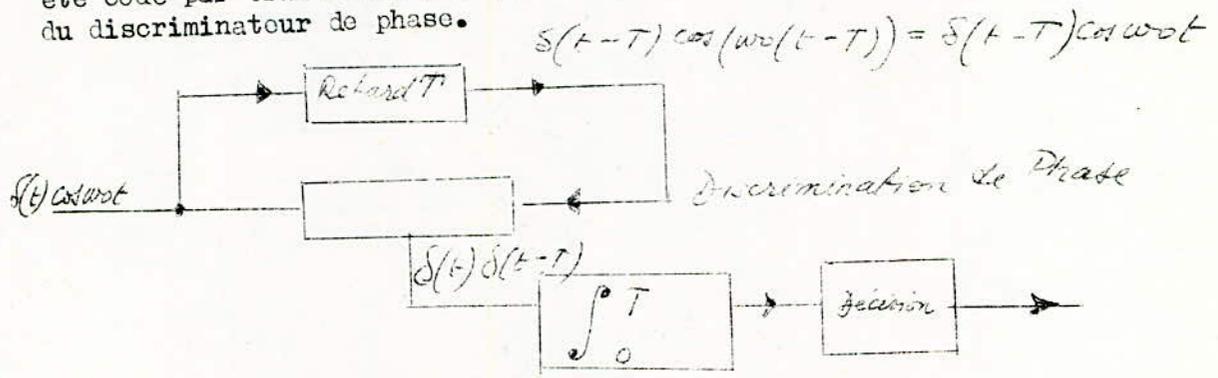
Démodulation par doublement de fréquence (MDP2)

3 2 - Modulation différentielle :

Le signal incident est retardé de la durée T de l'élément binaire comme référence de phase.

3 2 - Démodulation différentielle à deux états :

Le signal incident est en retard de la durée de r T) de l'intervalle élémentaire; un discriminateur de phase fournit la différence de phase entre le signal reçu à l'instant t et celui reçu à l'instant t - T. Le message ayant été codé par transition à l'émission, il est directement restitué à la sortie du discriminateur de phase.



DF à 2 états

3 2 2 - Démodulation différentielle à 4 états :

Un saut $\Delta \varphi$ de phase peut prendre quatre valeurs :

0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$

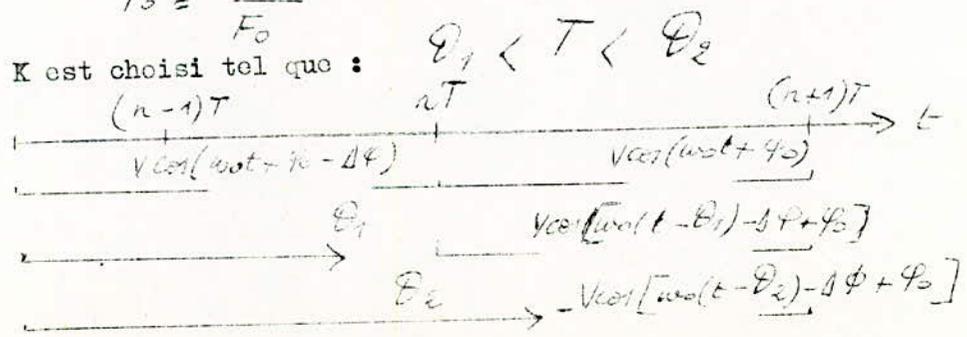
Chaque valeur de $\Delta \varphi$ correspond à un couple de deux éléments binaires. On utilise le code Gray.

A	B	$\Delta \varphi$
0	0	0
0	1	$\pi/2$
1	1	π
1	0	$3\pi/2$

Le signal incident est divisé en quatre parties :

à l'instant $(n-1)T$ on retarde deux des quatre trains d'une durée θ_1 et θ_2
 à l'instant nT on compare deux trains aux deux autres retardés précédemment.

on a : $\theta_1 = (2k+1)T_0/8$ $\Rightarrow \frac{1}{2}(\frac{8T}{T_0} - 3) < k < \frac{1}{2}(\frac{8T}{T_0} - 1)$
 $\theta_2 = (2k+3)T_0/8$
 $T_0 = \frac{1}{F_0}$



A l'instant nT , on effectue les multiplications suivantes :

$$\sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_0 (t - \theta_1) - \Delta\phi + \varphi_0)$$

$$\text{et } \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_0 (t - \theta_2) - \Delta\phi + \varphi_0)$$

on a : $\omega_0 \theta_1 = (2k+1) \pi/4$ et $\omega_0 \theta_2 = (2k+3) \pi/4$

Par filtrage on élimine la composante $2\omega_0$, on obtient :

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Delta\phi + \omega_0 \theta_2) = \frac{\sqrt{2}}{2} \cos[\Delta\phi + (2k+1) \pi/4]$$

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\Delta\phi + \omega_0 \theta_1) = \frac{\sqrt{2}}{2} \cos[\Delta\phi + (2k+3) \pi/4]$$

V_1 est obtenu pendant l'intervalle $(nT, nT + \theta_1)$
 V_2 est obtenu pendant l'intervalle $(nT + \theta_2 - T, (n+1)T)$

k	k=0	k=1	k=2	k=3
V_1	$\cos(\Delta\phi + \pi/4)$	$\cos[\Delta\phi + 3\pi/4]$	$\cos(\Delta\phi + 5\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi + 7\pi/4)$
V_2	$-\cos(\Delta\phi - 7\pi/4)$	$-\cos(\Delta\phi - 5\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - 3\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - \pi/4)$
V_1	$\cos(\Delta\phi + 3\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi + 5\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi + 7\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi + \pi/4)$
V_2	$-\cos(\Delta\phi - 5\pi/4)$	$-\cos(\Delta\phi - 3\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - \pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - 7\pi/4)$

Suivant le signe des cosinus, on obtient le tableau suivant :

$\Delta\phi$	A	B	$\cos(\Delta\phi - \pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - 3\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - 5\pi/4)$	$\cos(\Delta\phi - 7\pi/4)$
0	0	0	+	-	-	+
$\pi/2$	0	1	+	+	-	-
π	-1	1	-	+	+	-
$3\pi/2$	1	0	-	-	+	+

Connaissant V_1 et V_2 pour un k fixée on détermine le saut de phase $\Delta\phi$

3 2 3 - Taux d'erreur en démodulation différentielle :

La référence est le signal reçu, décalé d'un intervalle caractéristique. On conçoit aisément que la référence et le signal étant bruités, on aura une dégradation sensible du taux d'erreur. Pour une modulation de phase à deux états, on montre que la dégradation est de l'ordre de $1dB$ pour un taux d'erreur de 10^{-4} .

La valeur approchée de cette probabilité d'erreur est en effet, donnée par :

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{2} e^{-E/N_0}$$

Pour une modulation de phase à quatre états (à huit états), la dégradation par rapport à une démodulation cohérente est de l'ordre de 2,3 dB (2,6 dB) pour un taux d'erreur de 10^{-4} .

- Il est possible d'utiliser un codage et un décodage par transition avec une démodulation cohérente. Alors pour un même rapport E/N_0 , le taux d'erreur donné par la formule est :

$$P(E) = Q\left(2\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$$

doit être doublé.

3 2 4 - Comparaison des performances des différents systèmes de modulation et de démodulation :

T A B L E A U I

Rapport énergie par élément binaire / Densité spectrale de bruit donnant un taux d'erreur de 10^{-4}

Codage	Nombre d'Etats	Démodulation	Décodage	E/N_0 nécessaire pour un taux d'erreur de 10^{-4} en dB	
D	2 ou 4	C	D	8,4	/
T	2 ou 4	C	T	8,8	/
T	2	Dif.	D	9,3	/
T	4	Dif.	D	10,6	/
D	8	C	D	11,7	/
T	8	C	T	12,1	/
T	8	Dif.	D	14,7	/
D	16	C	D	16,1	/

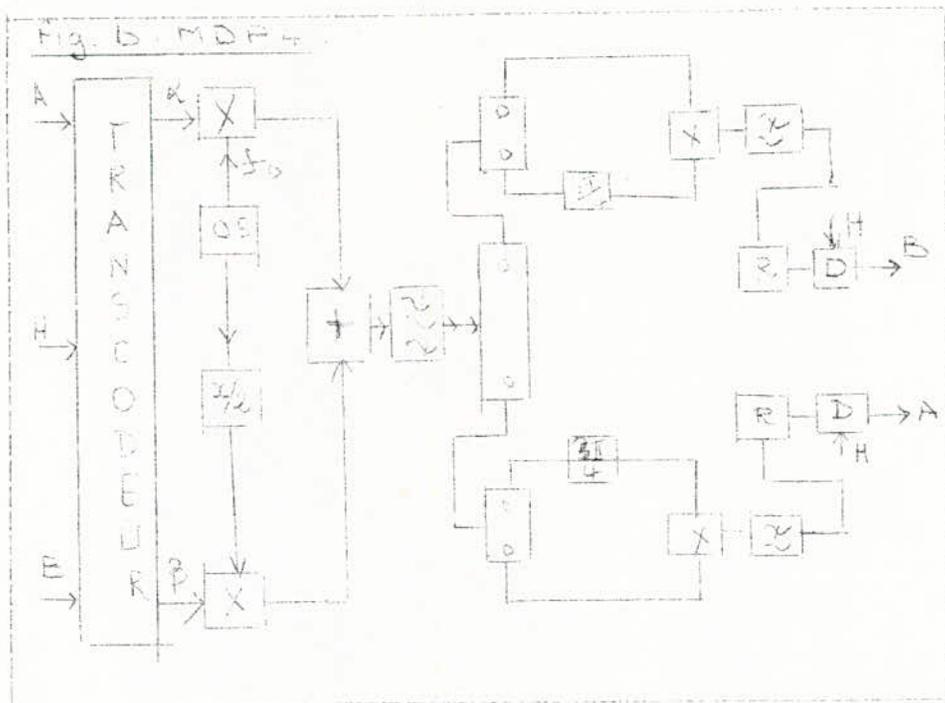
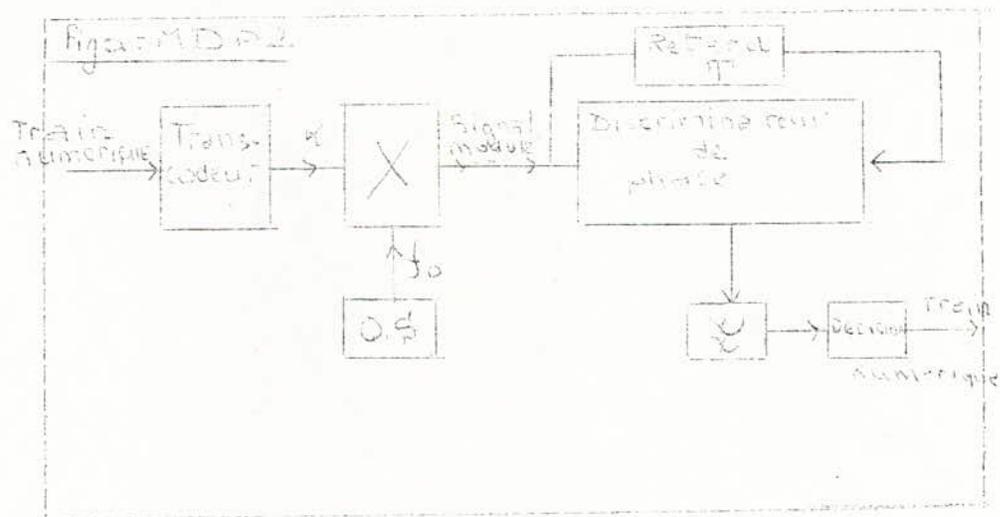
Codage ou Décodage

Démodulation

D
T
C
Dif

Direct
Par transition
Cohérente
Différentielle

MODEMS MDP Différentielle



IV - CONCLUSION :

La notion de modulation cohérente ou non cohérente s'estompe pour des transmissions radio-électriques à des fréquences élevées car la stabilité des oscillateurs utilisés ne permet pas de conserver la cohérence sur l'ensemble de la chaîne de transmission.

La démodulation cohérente permet d'obtenir des meilleures performances que la démodulation différentielle. Pour un grand nombre d'états de phases, la différence entre les rapports E/N_0 nécessaires pour obtenir le même taux d'erreur avec les deux types de démodulation, est de l'ordre de 3DB. En modulation de phase à deux états, elle n'est que de 0,9 DB.

A capacité de transmission donnée, la modulation à quatre phases permet un gain de bande passante de deux par rapport à la modulation à deux phases. En fonction du rapport E/N_0 les performances des deux types de modulations sont identiques. par contre la largeur de bande occupée égale, est donc à capacité de transmission double en modulation à quatre phases (par rapport à la modulation à deux phases), la modulation à quatre phases nécessite un rapport porteuse à bruit amélioré de 3 dB.

En modulation à huit phases, on gagne encore un facteur de 1,5 en bande passante mais il y a baisse de performance par rapport à la modulation à quatre phases.

C H A P I T R E - I V :

!-----!
! TRANSMISSION PAR FAISCEAU HERTZIEN NUMERIQUE !
!-----!

- I. -- I N T R O D U C T I O N.
- II. -- S T R U C T U R E D ' U N E M E T T E U R - R E C E P T E U R.
- III. -- D E S C R I P T I O N D E S E Q U I P E M E N T S.
- IV. -- C A B I N E D E T R A N S M I S S I O N.

TRANSMISSION PAR F.H.N

I: - INTRODUCTION :

La modulation couramment utilisée dans les faisceaux hertziens numériques est la modulation de saut de phase à 4 états avec démodulation cohérente ou différentielle.

La régénération à chaque bond permet de faire des liaisons hertziennes en numérique même à des fréquences supérieures à 12 GHz.

Les défauts de propagations peuvent altérés d'une part la qualité de la liaison s'il s'agit d'évanouissement dûs à des trajets multiples, d'autre part la disponibilité de la liaison s'il s'agit d'évanouissements dûs à la pluie. On peut obtenir des capacités de transmission intéressante, en particulier en réutilisant des polarisations croisés à la même fréquence.

II: - STRUCTURE GENERALE D'UN EMETTEUR - RECEPTEUR :

La modulation d'une porteuse radioélectrique peut être opérée en hyperfréquence: Il s'agit alors d'une modulation directe. Mais dans bien des cas, on préfère effectuer la modulation à une fréquence intermédiaire, ce qui nécessite un changement de fréquence dans un mélangeur d'émission. La mise en place d'un amplificateur (amplificateur à Diode GUNN ou avalanche). après ce mélangeur permet alors d'augmenter la puissance d'émission, si la nécessité s'en fait sentir. Le multiplexage en fréquence avec d'autres canaux, la séparation de l'émission ou de la réception, sont réalisés généralement au moyen de circulateurs et de fiches en hyperfréquence,

- Le signal reçu peut être affaibli de façon importante lors d'évanouissement dans la propagation: Un contrôle automatique du gain est effectué de façon à réguler le niveau de réception en FI.

- Le signal est aussi bruité par un bruit blanc gaussien produit par des étages d'entrée du récepteur. On place donc un filtre passe-bande de façon à limiter la bande en fréquence de ce bruit. Ce filtre a aussi pour effet d'atténuer les signaux parasites en dehors de la bande du canal. Mais on ne peut réduire trop la bande passante de ce filtre, pour ne pas apporter trop de distorsions au signal utile.

- Enfin, ce signal est distordu par les différents filtres en hyperfréquences et en fréquence intermédiaire. Un circuit d'égalisation du temps de propagation de groupe et éventuellement de l'amplitude permet de réduire ces distorsions.

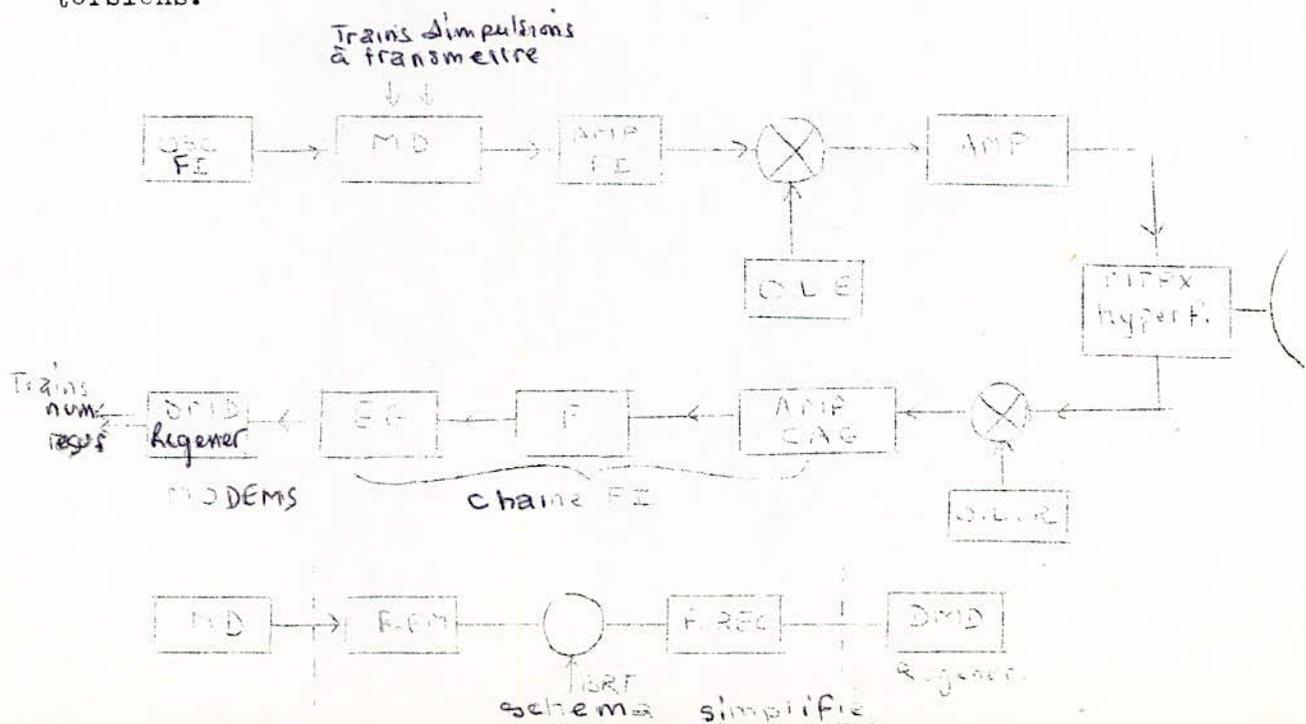
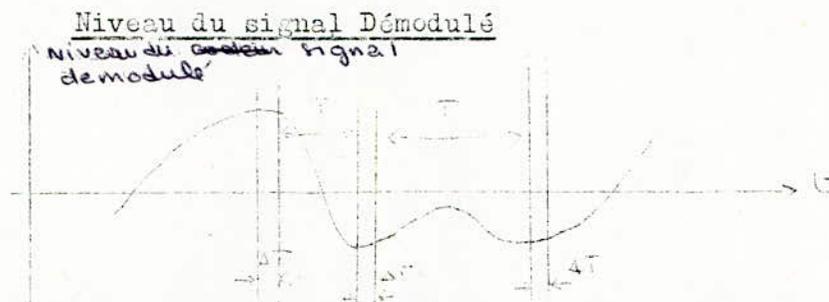


Fig 1 : Emetteur - Recepteur en numérique.

- Après avoir subi ces différents traitements, le signal reçu est démodulé. À la sortie du démodulateur, on récupère un signal en bande de base distordu et bruité. On régénère ce signal. Cette opération de régénération est fondamentale. Elle est effectuée, sauf cas particulier, à chaque bond, ce qui rend totalement indépendants les uns des autres les différents bonds d'une liaison donnée.

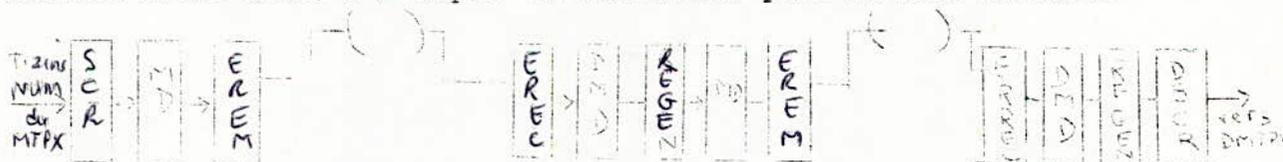


Les équipements de faisceaux hertziens numériques comportent donc deux parties essentielles aussi bien dans les relais que dans les stations terminales - Le MODEM (Modulateur-Démodulateur-Régénérateur) caractérisé par une courbe exprimant le taux d'erreur sur le signal numérique transmis en fonction du rapport signal à bruit à l'entrée du démodulateur.

- Le canal de transmission comprenant les circuits d'émission, les antennes et les circuits de réception, y compris la chaîne du traitement en fréquence intermédiaire. Ce canal de transmission est essentiellement caractérisé par sa fonction de transfert: Réponse en amplitude et en temps de propagation de groupe. Toute distorsion dans ces réponses peut produire une interférence intersymbole, c'est à dire un brouillage d'un élément de signal donné par des résidus des éléments de signal précédents et suivants.

- Diagramme fonctionnel d'une liaison à deux bonds :

Au niveau du terminal on a un brouilleur (Scrambleur) au niveau de la réception; le signal est systématiquement démodulé et régénéré dans chaque station relai avant d'attaquer le modulateur pour le bond suivant.

Fig 2 : Schéma d'une liaison de deux bonds.

ERREC : Equipement radioelectrique de reception.

EREM : Equipement radioelectrique d'emission.

III : - Description des équipements :

1°) - Schéma de l'émetteur - récepteur :

- Les principaux sous-ensemble sont : (Voir figure)

⊗ En hyperfréquence :

- Le mélangeur réception (MR), il utilise une diode SCHOTTKY et son facteur de bruit est 9 dB.

- Le mélangeur émission (ME), à varactor.

⊗ En fréquence intermédiaire :

- Le préamplificateur fréquence intermédiaire (PAFI)

- L'amplificateur fréquence intermédiaire (AFI) et le correcteur de temps de propagation de groupe en fréquence intermédiaire (CTPG).
- L'amplificateur par le mélangeur d'émission (AME).
- Le modulateur numérique,
- Le Démodulateur numérique de type différentiel.

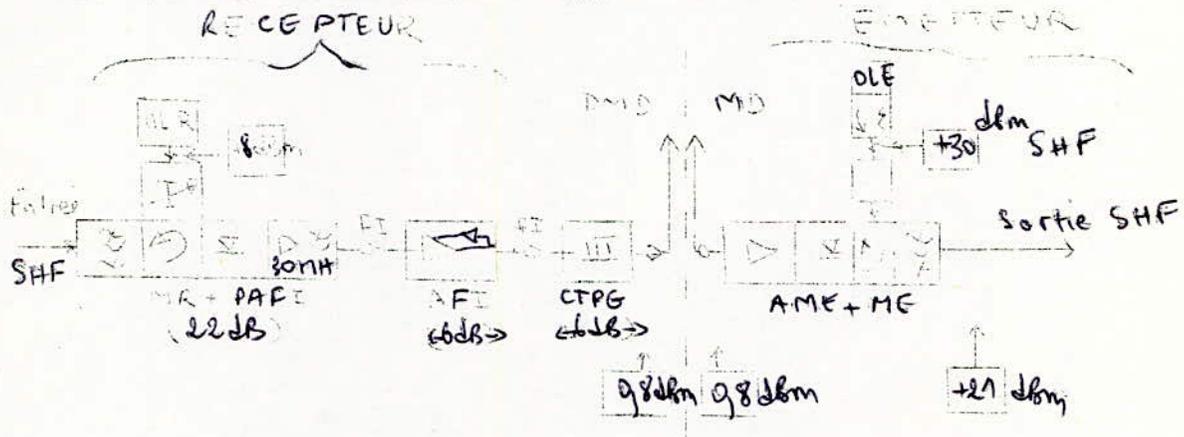


Fig 3;- Schéma de l'émetteur - récepteur

a)- Emission numérique :

- La carte de jonction pour réaliser dans un terminal l'interface normalisée du type HDB3 avec les équipements de ligne ou les Multiplex.
- Le transcodeur HDB3 / Binaire.
- Le " Scrambler " dont la présence supprime les configurations spectrales défavorables.
- Le modulateur délivrant la fréquence intermédiaire.

b)- Réception :

- On trouve en reception l'homologue des cartes émission à savoir : Démodulateur, récupérateur de rythme, régénérateur, " descrambler ", transcodeur binaire/HDB 3, enfin la carte de jonction HDB 3. Dans un relais, l'interface entre le démodulateur et le modulateur est le signal binaire à 52 Mbits/S.

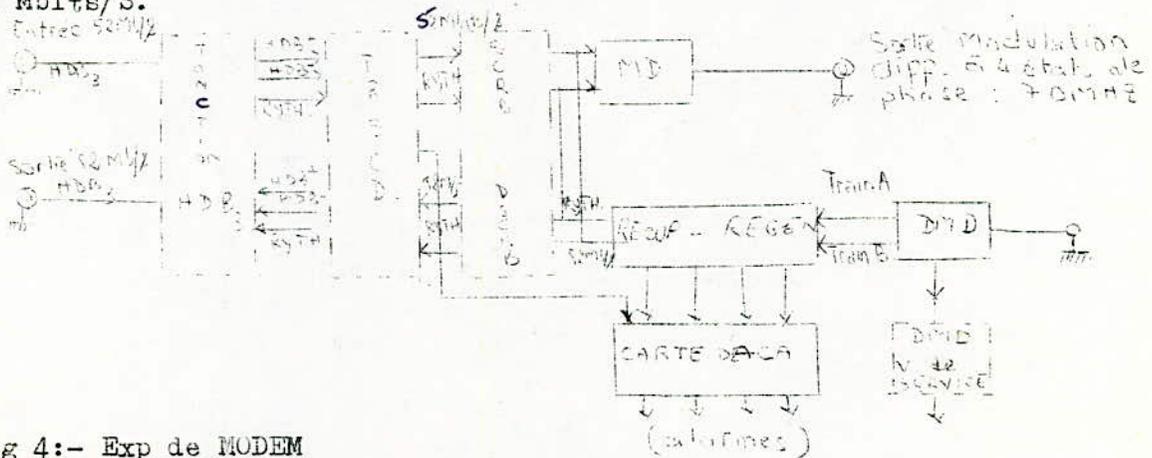


Fig 4:- Exp de MODEM
Détection de réception de rythme
52 Mhz.

2) - Modulateur - Démodulateur :

Caractéristiques principales du Modulateur.

- à l'entrée : 12 Mbits/s signal binaire + rythme.
 - à la sortie: signal à 70 Mhz, de niveau + 08 dBm, modulés à 4 états de phase par saut de phase.
 - Les circuits de sortie comportent des étages séparateurs et un filtre qui limite le spectre de modulation et qui élimine les composants non essentiels.
 - Le Démodulateur est du type différentiel, de ligne à retard étant réalisés par des câbles coaxiaux.
 - Afin d'éviter que des configurations particulières du message numérique ne provoquent une gigue anormale ou des spectres inacceptables pour une bonne transmission et des interférences réduites, le message subit une opération de scrambling avant de moduler la porteuse à l'émission.
- Après démodulation de scrambling permet de récupérer le signal initial à la réception. Dans les stations relais, le signal reçu étant déjà traité il n'y a pas lieu de mettre de Scrambler - Descrambler.

IV : - CHAÎNE DE TRANSMISSION

- Le support de transmission utilisé est un équipement Hertzien.
- En partant de la station terminale on trouve :
- Le transcodeur d'émission dont le rôle est de convertir en HDB les impulsions binaires issues des organes multiplex terminaux.
- La ligne hertzienne équipée de répéteurs-régénérateurs.
- Le repeteur-régénérateur d'extrémité.
- Le transcodeur de réception qui assure la conversion HDB-binaire; il doit en particulier reconnaître les séquences de remplissage et les effacer; il comporte également une sortie "Erreurs" où apparaissent les viols de bipolarité autre que les viols de remplissage; ce qui permet de surveiller le taux d'erreurs de la liaison et de déclencher éventuellement une alarme.

CHAPITRE V

EQUIPEMENTS M I C A 30 VOIES TN1 A CODAGE INDIVIDUEL

I. INTRODUCTION

II. PRINCIPES FONDAMENTALES DE LA MODULATION M I C

III. EQUIPEMENTS DE MODULATION TNE 1

IV. VOIES M I C

V. TRAITEMENT DES SIGNAUX DE PAROLE

I)- INTRODUCTION :

Basés sur des principes connus, les équipements de transmission à modulations par impulsions ex codage (M I C) ne deviennent industrialisables que grâce au développement des semi-conducteurs.

- Les équipements M I C à 30 voies sont fabriqués en série depuis 1974

II)- RAPPEL DES PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA MODULATION PAR IMPULSIONS ET CODAGE :

- Le multiplexage des voies téléphoniques par modulation d'impulsions et codage repose sur les principes suivants :

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

- La quantification qui consiste à mesurer l'amplitude des échantillons et à remplacer la mesure exacte par la valeur entière la plus voisine ; l'erreur ainsi introduite conduit à un bruit de quantification dont l'effet est réduit par l'opération de compression.

- Le codage qui consiste à exprimer chacun des signaux de quantification par un nombre binaire aisément traduisible en signaux électriques selon un code télégraphique.

Afin d'obtenir une meilleure transmission à distance, le signal binaire, avant émission sur la ligne est transcodé, c.A.D. mis sous une forme adaptée au support de transmission utilisé.

A la réception, les opérations sont analogues et effectuées dans l'ordre inverse à l'aide d'organes complémentaires des précédents. Ce sont essentiellement les opérations de décodage, de démultiplexage et de restitution du signal à fréquences vocales.

Comme l'indique la figure 1), l'organisation type d'une liaison point à point M I C à 30 voies comporte dans sa forme la plus générale :

- des équipements de multiplexage, assurant la mise sous forme

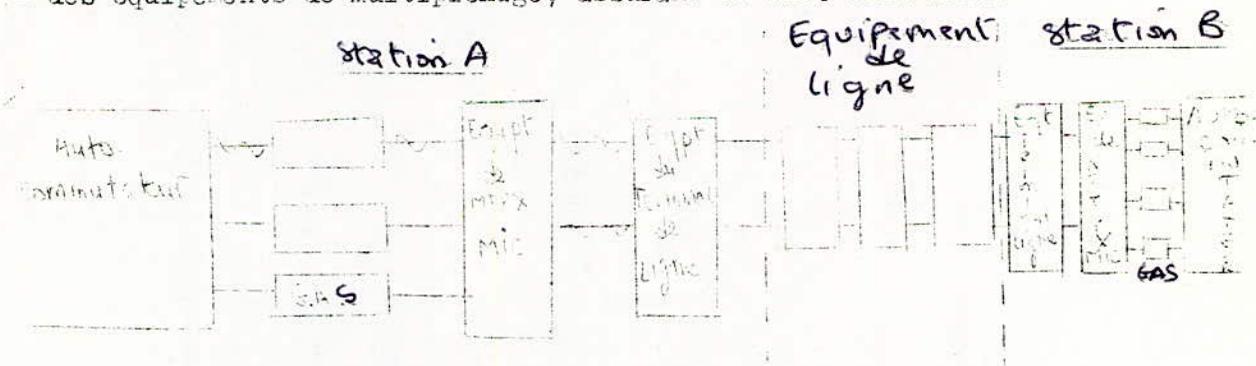


Fig 1 : Organisation générale d'une liaison M I C

à 30 Voies :

numérique des informations relatives aux voies audiofréquences et aux voies de signalisation.

- des équipements terminaux de ligne, assurant l'adaptation du signal numérique à la ligne de transmission et la téléalimentation des organes intermédiaires de liaison.

- des équipements intermédiaires de ligne, assurant à intervalles réguliers la régénération du signal numérique.

Enfin éventuellement, des groupes d'adaptation de signalisation (G.A.S.) destinés à convertir la signalisation des autocommutateurs en une signalisation transmissible par l'équipement de multiplexage.

3.1-Généralités : L'équipement de modulation assure, à l'émission l'échantillonnage des signaux à fréquences vocales, puis le multiplexage temporel des impulsions modulées ainsi obtenues.

Une conversion analogique numérique et un codage transforment ces impulsions en informations binaires. Elles sont associées aux informations de verrouillage, de signalisation et d'alarme pour constituer le signal de trame.

La partie réception de l'équipement assure la reconnaissance de la trame la conversion numérique-analogique des informations de voie de parole et la reconstitution des signaux à fréquences vocales.

- Un transcodeur transforme les signaux binaires, fournis par l'équipement de modulation en signaux bipolaires et inversement, réalisant ainsi l'adaptation au support que constitue la ligne de transmission.

3.2. Caractéristiques générales et constitution de la trame :

Les caractéristiques générales de l'équipement sont définies par les avis du C C I T relatifs aux systèmes M I C utilisant 32 intervalles de temps. Elles concernent tout d'abord la fréquence d'échantillonnage. Chaque voie est échantillonnée à la fréquence de 8 Khz, soit plus de deux fois la fréquence vocale la plus élevée à transmettre ; la trame est définie à partir de la fréquence d'échantillonnage et sa durée est par conséquent de 125 us.

Chaque échantillon est codé en un nombre de huit éléments binaires.

La loi de codage de ces échantillons est représentée par la figure 2.

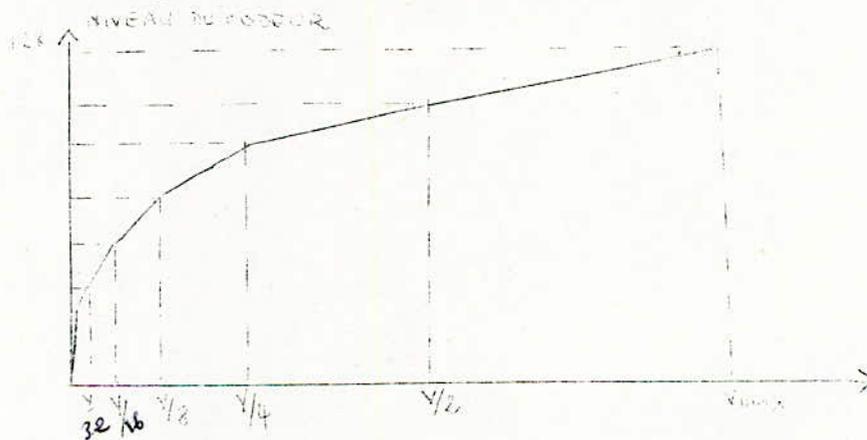
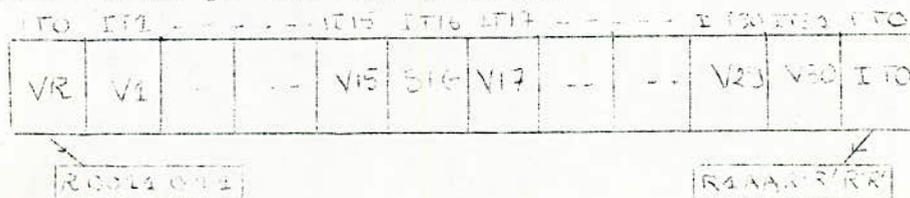


Fig 2 - Courbe de compression utilisée pour le codage

- L'information binaire est disposée suivant une trame de 32 intervalles de temps. Le 1er intervalle de temps (IT0) est principalement utilisé pour transmettre l'information de verrouillage de trame qui est présente toutes les 2 trames, tandis que l'intervalle de temps 16 est affecté à la transmission de l'information de signalisation pour la totalité des trente voies de parole. Les autres intervalles de temps sont normalement utilisés chacun par une voie de parole.



VR : verrouillage
SIG : signalisation

R = élément binaire de réserve

R' = élément binaire de réserve fixe à 1

A = élément binaire de transmission d'alarme.

- CONFIGURATION DE LA TRAME

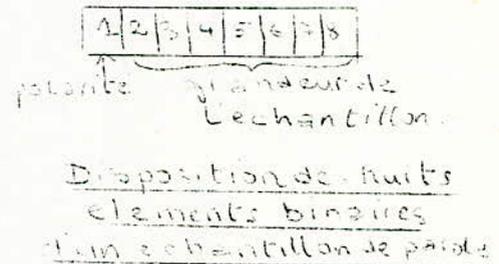
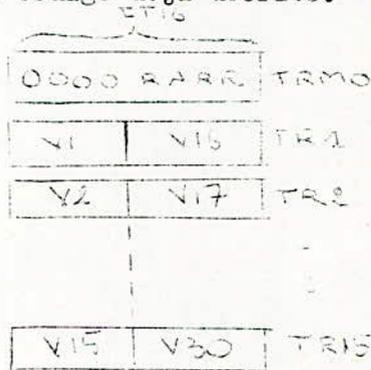
chaque intervalle de temps comprend huit éléments binaires. En conséquence, un seul intervalle de temps 16 ne suffirait pas pour contenir les informations de signalisation relatives à trente voies de parole. Mais les voies de signalisation sont agencées de manière à utiliser l'intervalle de temps 16 tour à tour. Ceci est réalisé dans une multitrame composée de 16 trames.

La trame 0 (TRMO) débute par le signal de verrouillage de multitrame qui est constitué d'une séquence de quatre zéros.

Cette séquence est suivie de 4 éléments binaires destinés à des fonctions optionnelles (éléments binaires de réserve) ou de transmission d'alarme (alarme de verrouillage multitrame).

Dans les trames qui suivent, se trouvent les éléments binaires de signalisation disposés conformément à l'organisation de la multitrame.

Les échantillons de parole sont codés en mots de 8 éléments binaires. Le 1er élément binaire représente le signe de l'échantillon, des 7 éléments binaires restants sa grandeur sous forme binaire, codée suivant la loi de codage déjà décrite.



TRM = trame

V = Voie

R = élément binaire de réserve

A = élément binaire de transmission d'alarme

Affectation des informations de signalisation dans IT16

L'information de verrouillage de trame, située dans l'IT0 est présente une trame sur deux. Dans l'intervalle IT0 ne contenant pas l'information de verrouillage, l'élément binaire de rang n° 2 est fixé à 1 pour éviter l'imitation de cette dernière. Les éléments binaires restants sont destinés à des fonctions optionnelles (éléments binaires de réserve) ou à la transmission d'alarmes (alarme manque verrouillage et alarme taux d'erreurs).

a)

R	0	0	1	1	0	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---

→ IT0 contenant l'information de verrouillage.

b)

R	1	A	A	R	R	R	R
---	---	---	---	---	---	---	---

→ IT0 ne contenant pas l'information de verrouillage.

CONSTITUTION DE L'IT0

R' = Élément de réserve fixé à 1

3 3 DESCRIPTION FONCTIONNELLE :

3 3 1 Présentation de l'organisation fonctionnelle :

Tout d'abord les organes de voie de parole, qui réalisent les fonctions de terminaison, de filtrage et d'échantillonnage.

- Les organes communs d'émission, qui réalisent les fonctions communes à toutes les voies à l'émission, à savoir le codage et la compression ainsi que la constitution de la trame à l'émission ;
 - les organes communs de réception qui réalisent l'extraction de toutes les informations de la trame à la réception de décodage et l'extension.
 - les organes de signalisation qui réalisent l'introduction à l'émission ou l'extraction à la réception des informations de signalisation de la trame et la fonction de terminaison TRON-RON.
- Enfin le transcodeur et l'alimentation qui complètent l'équipement.

IV)- VOIES M I C :

La voie MIC est constituée par le codeur et le décodeur de voie à 12 éléments binaires.

Le signal vocal est échantillonné à 8 Khz et codé voie par voie linéaire - ment à 12 éléments binaires, selon le principe du codage à 4 pentes. D'autre part, on démontre que pour obtenir une définition de codage équivalente à 8 moments comprimés, comme cela est demandé par les normalisations internationales, il convient avant compression de coder à 12 éléments binaires. Les mots de 12 e b à des mots de 8 e b en ne conservant que les 8 e b les plus significatifs en 30 mots de 8 e b après codage et compression sont regroupés au mot de verrouillage de trame et au mot porteurs de signalisations et de verrouillage de multitrame pour constituer la trame de 32 intervalles de temps correspondant à un débit binaire de 2, 048 Mb/s.

V)- TRAITEMENT DES SIGNAUX DE PAROLE :

1)- Codage voie par voie :

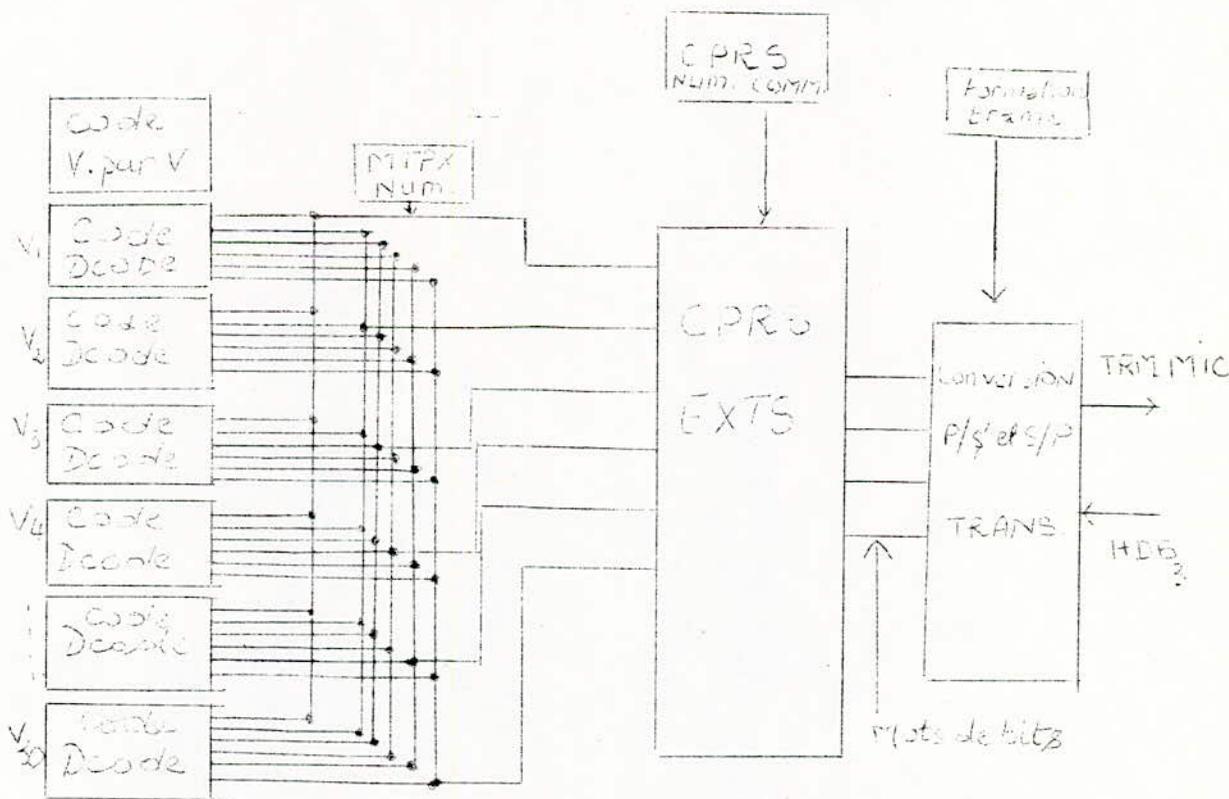
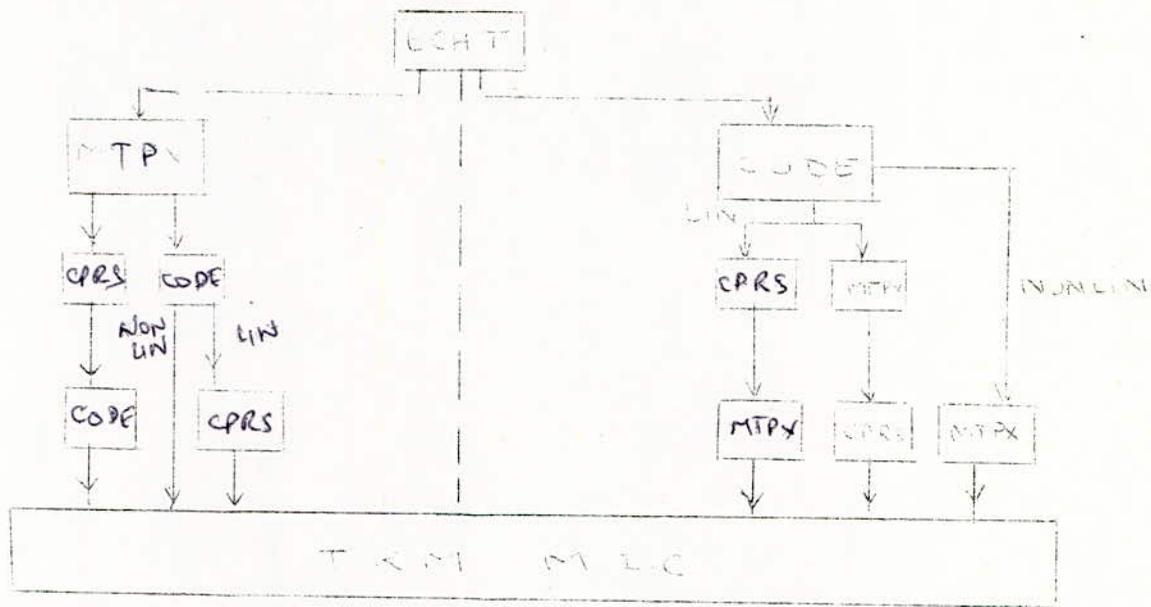
Intérêt d'une telle solution :

Par rapport au codage commun, le codage voie par voie permet une vitesse de conversion analogique numérique plus faible. Il offre ainsi plus de facilités pour les opérations de quantification et garantit une meilleure précision.

Les circuits analogiques du codeur étant propres à la voie, les risques de diaphonie entre voies sont pratiquement éliminés, et certaines de ses imperfections (hystérésis, non linéarité) n'entraînent qu'une dégradation négligeable des performances, alors qu'elles créeraient de la diaphonie intelligible en codage commun.

Le multiplexage temporel ne se fait pas sur des impulsions modulées en amplitude, mais sur des mots binaires bien protégés contre toute altération. La compression et l'extension sont effectuées après codage sur des éléments binaires. Elles sont fondées sur une table de correspondance purement arithmétique entre des mots de 12 eb et des mots de 8 eb assurant ainsi la stabilité de la loi de compression extension, sa reproductibilité et la compatibilité entre compression et extension.

Logigramme des possibilités de Réalisation d'un Multiplexeur MIC :



Logigramme de la solution MIC TNE1.

2 LES ORGANES COMMUNS D'EMISSION :

2 1 Base de temps emission : Le signal de référence à 2048 khz est obtenu à partir d'un oscillateur à quads. A partir de ce signal, le distributeur de moments constitué d'un compteur modulo 8 et d'une matrice de décodage fournit les 8 moments de codage.

Ce distributeur de moments commande le distributeur d'I T composé d'un compteur modulo 32 et d'une matrice de décodage qui fournit les signaux d'échantillonnage des voies.

En outre, la base de temps regroupe les signaux binaires en provenance des organes de signalisation, le mot de verrouillage de trame qu'elle a élaboré et des signaux binaires en provenance du codeur.

2 2 Codeur : Après échantillonnage au niveau des voies d'émission, les signaux sont regroupés au niveau du codeur et envoyés sur un amplificateur commun à l'ensemble des voies.

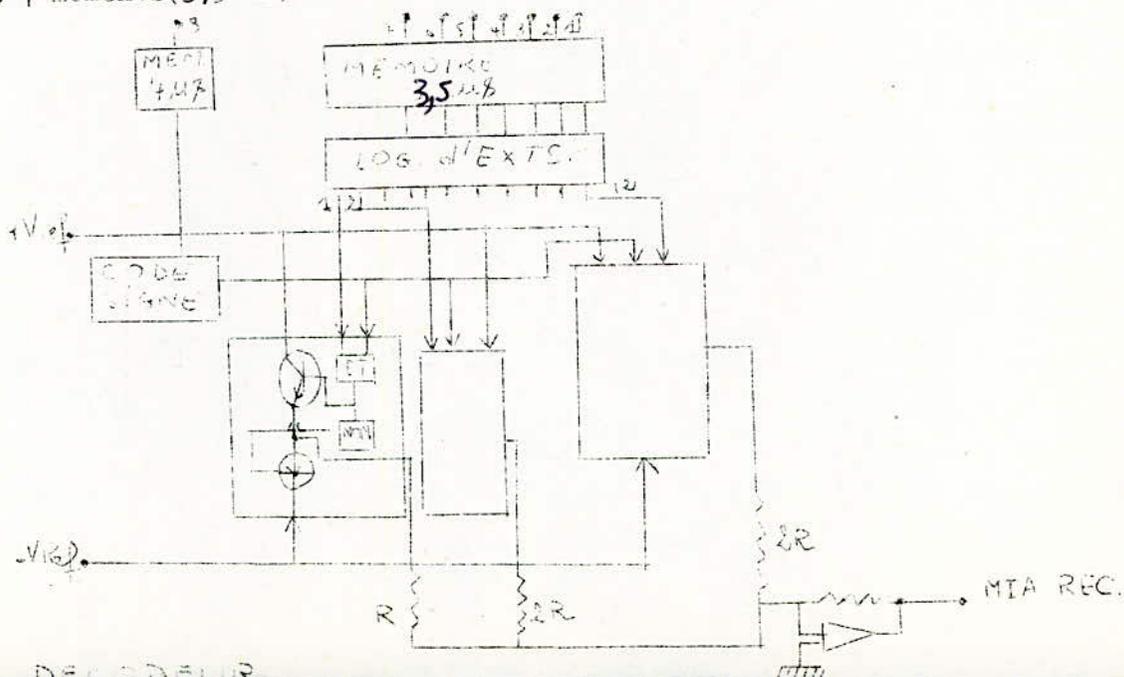
2 3 Les Organes de Réception :

3.1 La Base de temps de réception : A partir du signal binaire à 2048 Kbits/s et de l'horloge à 2048 khz en provenance du transcodeur de réception, la base de temps de réception forme les signaux de commande nécessaires à l'extraction du signal reçu, des informations binaires relatives aux voies de parole et signalisation, et à l'envoi de celles-ci au décodeur d'une part, et aux organes de signalisation réception d'autre part.

Au niveau de la base de temps réception sont détectés, en outre la perte de verrouillage de trame, l'absence d'horloge et la présence d'erreurs sur le mot de verrouillage. Les informations ainsi recueillies sont transmises à l'extrémité distante en utilisant les éléments binaires d'alarmes réservés à cet effet. Inversement ces mêmes informations en provenance de l'extrémité distante, sont extraites du train binaire reçu et regroupées éventuellement avec une alarme de perte de verrouillage de multitrame distante détectée au niveau de la base de temps de signalisation pour signaler localement une alarme provenant de l'extrémité distante.

3 2 Décodeur : Les 8 éléments binaires de chaque échantillon de parole sont envoyés dans le décodeur où ils sont mis en mémoire.

Le 1er élément binaire qui représente le signe est mis en mémoire pendant 8 moments (4 us) et les sept éléments binaires de la valeur absolue pendant 7 moments (3,5 us).



Un permet de ne pas restituer le signal pendant 500 ns et ainsi de réduire la diaphonie entre voies voisines.

L'extension de 8 eb à 12 eb est réalisé par un dispositif logique, celui-ci conditionne la mise en service ou non de 12 interrupteurs de courant à transistors, bloqués (interrupteurs ouverts) ou saturés (interrupteurs fermés) qui sont branchés dans un réseau de résistances R, 2R, 4R.. 2 reliés suivant l'élément b de signe à l'une de 2 tensions de référence + V ref ou - V ref.

4) LES ORGANES DE SIGNALISATION

4.1 Signalisation à l'Emission :

L'accès TRON à l'entrée de l'organe de voie de signalisation se présente sous la forme soit de masse OB, soit d'une impédance infinie.

Un relais R1 transforme cette information binaire pour l'adapter aux circuits logiques de formation de la multitrame.

Un distributeur de signaux trame situé dans la B T de signalisation, constitué d'un compteur modulo 16 et d'une matrice de décodage, entraîné par un signal issu de la base de temps d'émission, fournit 15 signaux trame. Chaque signal trame, envoyé à 2 voies de signalisation, permet de multiplexer dans la multitrame les informations logiques en provenance des relais R 1.

4.2. Signalisation à la réception :

Une recherche dans l'IT 16, des mots de verrouillage de multitrame est effectuée, dans la B T de signalisation, sur le train binaire en provenance de la B T de réception. Dès qu'un mot de verrouillage a été détecté, le distributeur de signaux trame de réception, constitué d'un compteur modulo 16, est débloqué. Les informations de signalisation sont alors démultiplexées au niveau des voies grâce à ces signaux. Un relais R2 permet de fermer l'accès RON sur la masse OB par l'intermédiaire d'un contact et transforme ces informations binaires en informations assimilables par le central ou par le G.A.S.

La base de temps de signalisation est implantée sur une carte de 8 unités. Dix voies de signalisations sont également implantées sur une carte de ce type. 3 cartes de voie de signalisation suffisent pour transmettre une voie de signalisation TRON - RON par voie de parole.

4.3. Le Transcodeur : Celui-ci réalise la conversion des impulsions binaires en un signal bipolaire à H.D d'ordre 3 (H D B 3) à l'émission et l'opération inverse à la réception.

- Le but recherché est la limitation de la longueur des suites de zéros, en remplaçant toute séquence de 4 zéros ~~xxx~~ par des configurations de remplissage COOV ou 100V, où V désigne une impulsion violant la règle de bipolarité. Ces séquences comportant des viols sont reconnaissables à la réception. Le choix de la séquence est tel que 2 viols consécutifs soient de polarités opposées de façon à éviter d'introduire une composante continue dans le spectre du signal bipolaire.

A l'émission, le train d'eb obtenu à la sortie du circuit de multiplexage général est appliqué à l'entrée d'un ~~unx~~ registre à 4 bascules ; un circuit de décodage permet d'y reconnaître la présence d'une séquence de 4 zéros. Un circuit annexe élabore la configuration de remplissage et permet leur introduction lors du décalage de l'information dans le registre.

Le choix de la configuration à utiliser est obtenu par la détermination de la parité des impulsions émises entre 2 configurations de remplissage consécutives.

A la réception, le transcodeur est précédé d'un répéteur régénérateur à simple sens qui réalise une égalisation automatique dans une plage d'établissement de 0 à 24 db à 1024 khz et régénère les impulsions au moyen d'un signal de rythme récupéré à partir du signal entrant.

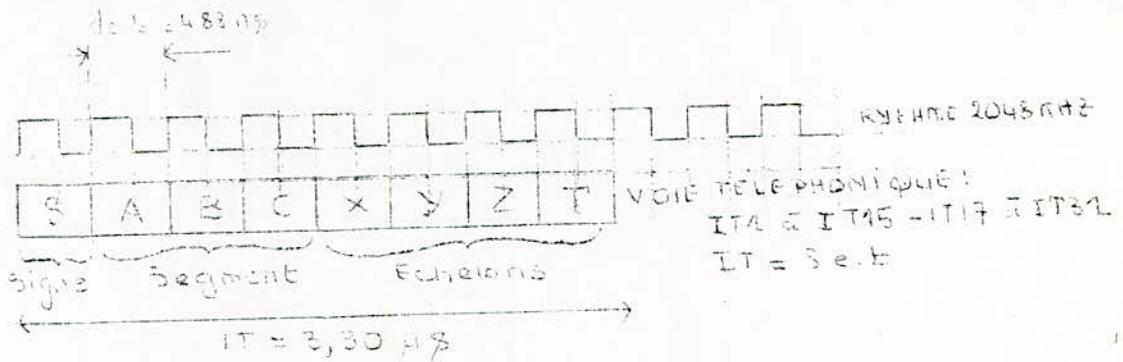
Le transcodeur restitué à l'équipement de modulation l'information numérique en code non retour à zéro et le signal de rythme associé.

/ EQUIPEMENT CENTRAL DU T N E 1 /

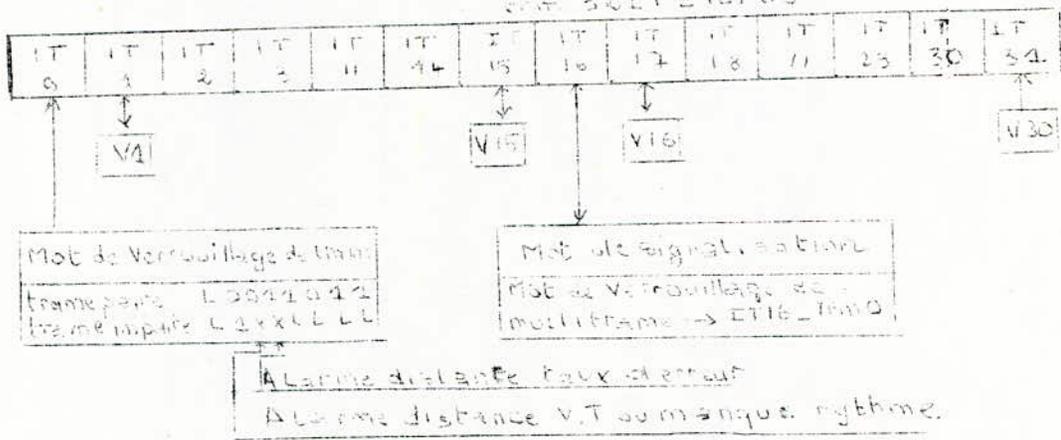
Répartition des fonctions dans l'extrémité N I C

ORGANES GENERAUX D'EMISSION	Oscillateur à 2, 048 MHz
	Distributeur des 32 intervalles de temps pour le multiplexage des voies de parole.
	Multiplexage des 30 premières signalisations (TRON a RON a)
ORGANES DE COMPRESSION	Compression numérique de 12 bits à 8 bits pour les voies B.F.
	Introduction des informations : mot de verrouillage de trame ; mot de verrouillage de multitrame ; bits libres bits des signalisations a et b , bits d'alarme
	Convertisseur parallèle série des 8 bits des intervalles de temps de la trame
	Conversion de la trame d'émission du code binaire en code H D B 3
ORGANES GENERAUX DE TRANSCODAGE	Jonction HDB3 pour les deux sens de transmission
	Régénération du signal reçu et récupération du signal d'horloge
ORGANES D'EXTENSION	Conversion série-parallèle des 8 bits des intervalles de temps de la trame reçue
	Organe de recherche du synchronisme de trame et de multitrame
	Extension numérique des 8 bits à 12 bits des voies B F
	Extraction des informations : bits libres, bits de signalisation a et b ; bits d'alarmes.
ORGANES GENERAUX DE RECEPTION	Distribution de 32 intervalles de temps pour le démultiplexage des voies B F
	Démultiplexage des 30 premières signalisations (RON a)
ORGANES COMPLEMENTAIRES DE SIGNALISATION	Multiplexage et démultiplexage des 32 signalisations (TRON b , RON b)

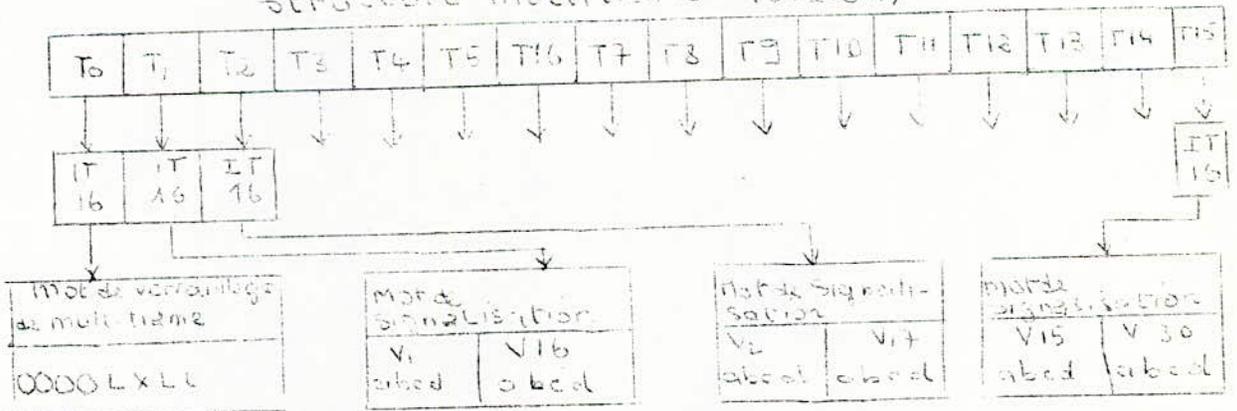
PLANCHE 1
STRUCTURE de la trame
et de la multitrame



Structure de trame
sur 32 IT = 125 μs



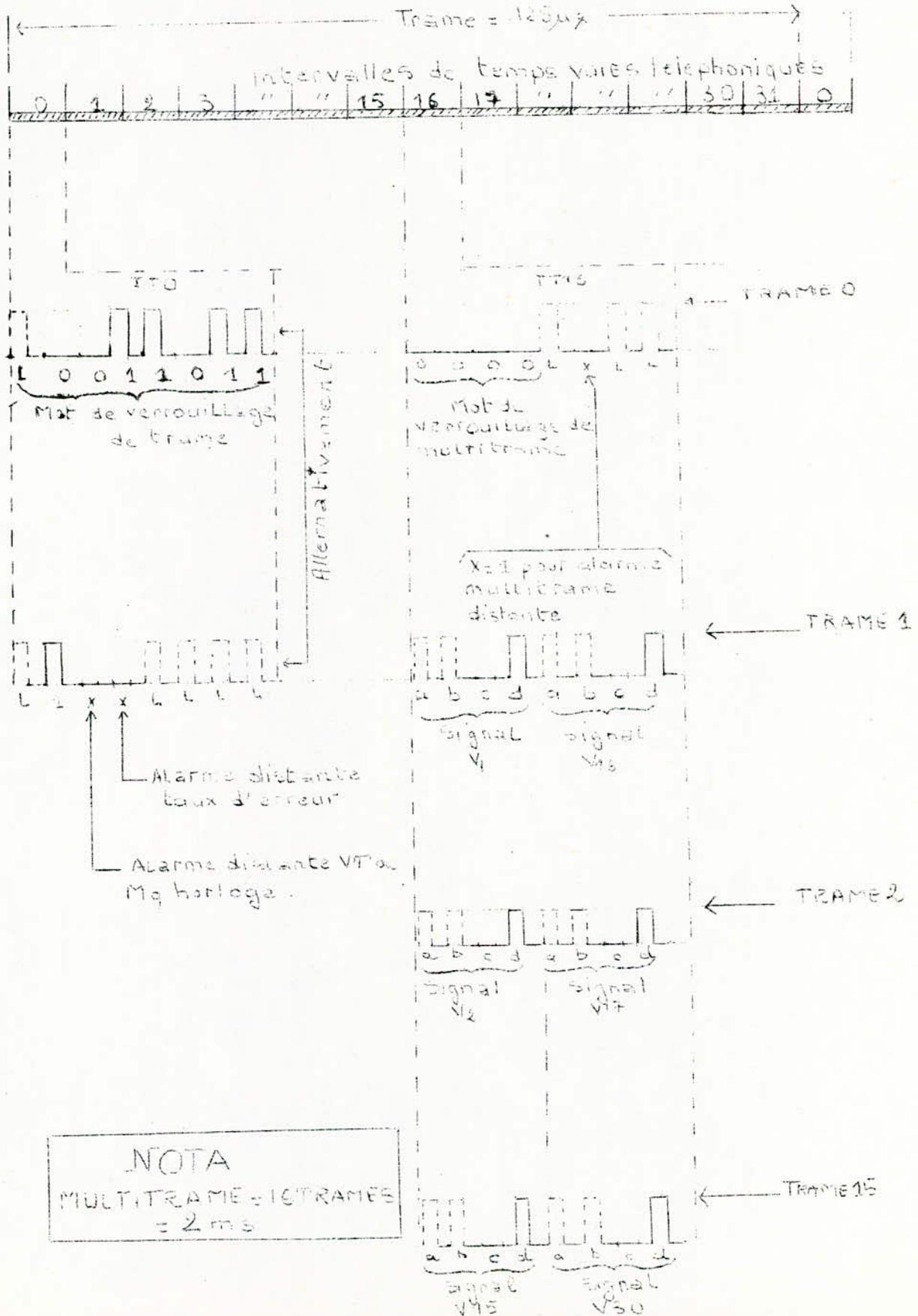
Structure multitrame 16T = 2ms



Lx=1 pour l'information alarme de verrouillage de multitrame distante.

Nota: L = e.b. libres d'accès possibles; X = Transmission d'alarme
a = 30 premières signalisations; b = 30 deuxièmes signalisations optionnelles
c = Niveau "0" en ligne (e.b. d'accès possible);
d = Niveau "1" en ligne (e.b. d'accès possible).

PLANCHE 2.
CONSTITUTION D'une trame



NOTA
MULTITRAME = 16 TRAMES
= 2 ms

C H A P I T R E VI

! - SYSTEME MULTIPLEX POUR MIC 30 VOIES	!
! ET EQUIPEMENTS ASSOCIES	!

- I.- MULTIPLEX EMISSION
- II.- MULTIPLEX RECEPTION
- III.- REPETEUR - REGENERATEUR
- IV.- FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES : FHD
- V.- TELESIGNALISATION.

SYSTÈME MULTIPLEX POUR MIC 30 VOIES
A MODULATION PAR IMPULSION ET CODAGE
VOIE PAR VOIE

I)- Multiplex Emission :

Comme l'indique le diagramme de la planche 3. L'ensemble de multiplex émission se compose d'un générateur de rythme principal à 2,048 Mhz, d'un distributeur d'intervalles de temps, d'un compresseur, d'un convertisseur parallèle - série et d'un transcodeur de sortie.

Le générateur de rythme est donné par un oscillateur à quartz à 2,048 Khz. Un compteur en anneau de 4 bascules commandé par le rythme 2,048 Khz forme le rythme 256 Khz nécessaire à la commande de la constitution de trame. La fréquence 256 Khz attaque ensuite un compteur en anneau de 16 bascules délivrant ainsi les rythmes de 8 Khz décalés d'un intervalle de temps (IT = 3,9 us) nécessaire à la formation de 32 IT de temps: IT0 à IT 31. La fréquence 8 Khz de l'IT 16 commande un compteur de multitrame nécessaire au multiplexage de voies de signalisation.

A la sortie des 30 voies, les 12 e.b des mots de codage se présentent en parallèle à des instants évidemment différents désignés par les IT de voie. Le Multiplexage temporel de ces mots de 12 e.b se fait alors par câblage sur 12 fils omnibus dans le châssis de l'équipement.

Ces mots attaquent toujours en parallèle le compresseur numérique qui opère suivant la Loi A = 87,6 (Loi internationale).

A la sortie du compresseur, on dispose donc de 8 e.b des 30 voies téléphoniques en parallèle qui viennent se multiplexer par câblage avec les mots de signalisation des 30 voies, le mot de verrouillage de trame et le mot de verrouillage de multitrame. C'est à ce niveau de 8 e.b en parallèle que l'on introduit les e.b de signalisation.

Les e.b libres et les e.b d'alarme

- Les 8 e.b ainsi multiplexés vont attaquer le convertisseur parallèle-série constitué par des registres à décalage.
- La trame à 2,048 Mb/s est transmise en ligne, après transcodage soit en code bipolaire strict, soit en code bipolaire à haute densité (HDB3).

II)- Multiplex - Réception :

- Le multiplex reception est constitué d'un régénérateur des séquences en provenance de la ligne numérique d'un convertisseur HDB3-binaire ou bipolaire-binaire de dispositifs de récupération du rythme à 2,048 Mhz, du verrouillage de trame et de multitrame et enfin de chaîne, d'un extenseur avant l'attaque des décodeurs de voie.
- Le dispositif de régénération comporte un demi rejeteur régénérateur audio adaptatif, semblable à ceux que l'on trouve en ligne.
- Le rythme à 2,048 Mhz, une fois récupéré est amplifié avant d'être envoyé sur les compteurs en anneau semblables à ceux d'émission pour créer les 32 intervalles de temps de la trame.
- Les suites des 8 e.b correspondant aux intervalles de temps de la trame binaire récupérée sont converties en mots de 8 e.b disposés en parallèle sur 8 fils par le convertisseur série-parallèle. Ces mots sont appliqués en démultiplexeur des canaux de signalisation qui prélève l'IT 16 contenant les signalisations, et à l'extenseur qui traite les mots de voies.
- Cet extenseur effectue les opérations inverses du compresseur à l'émission, en reconstituant des mots de 12 e.b nécessaires au décodage linéaire. Ce faisant, il n'ajoute évidemment aucune information supplémentaire et ne fait que présenter sous une autre forme celle contenue dans les 8 e.b qu'il reçoit.

Ces mots de 12 e.b sont émis simultanément sur les 12 fils omnibus de réception, en direction des 30 décodeurs de voies et ne sont affichés sur les compteurs du décodeur correspondant qu'à l'ouverture des postes commandées par l'IT caractéristique de la voie.

III.- REPETEUR - REGENERATEUR

1)- Généralités :

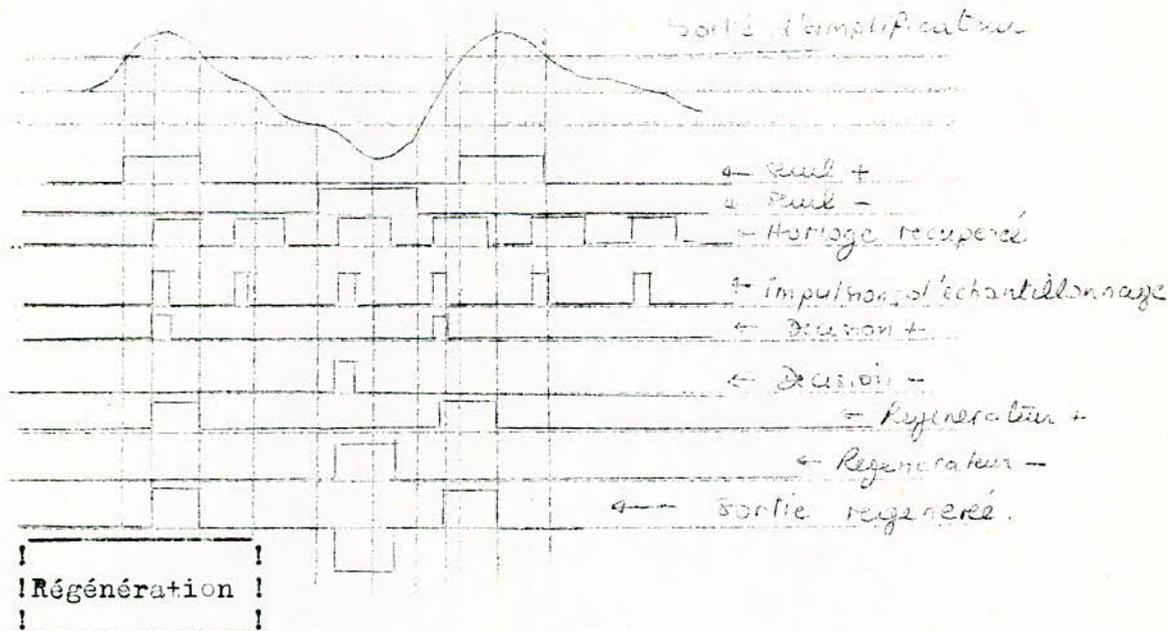
L'avantage fondamental de la transmission numérique est d'éviter le canal du bruit et des imperfections d'égalisation. Dans ce but, le repeteur-régénérateur n'effectue pas simplement une amplification des signaux affaiblis et déformés qu'il reçoit, mais il les débarasse des bruits et assure leur remise en forme et en phase. Lorsque le rapport signal à bruit est suffisant chaque répéteur a un taux d'erreurs très faible et la qualité de liaison devient pratiquement indépendante de sa longueur.

La fonction essentielle du Régénérateur est de décider de l'absence ou de la présence d'une impulsion et dans ce dernier cas, de la régénérer en forme et en phase. Les circuits d'amplification et d'égalisation ont pour but de préparer cette décision.

Le circuit de décision doit donc recevoir une information de phase et une indication de niveau. Le circuit de récupération de rythme fournit la première et le circuit de seuil la seconde.

(Voir diagramme.)

le Schéma synoptique est donné à la plaèche 4



2)- Principe de fonctionnement:(Planche 4)

La séquence numérique provenant d'une extrémité ou du précédent répéteur, arrive fortement distordue à l'entrée du répéteur considéré, après avoir parcouru une section de câble. Il convient de corriger la distorsion d'affaiblissement du câble, ce que fait le réseau d'égalisation automatique couplé au préamplificateur d'entrée.

En fonction de la longueur de la section de régénération, c'est à dire en fonction du niveau reçu, un détecteur de crête permet de modifier de réseau d'égalisation de façon à obtenir une caractéristique globale de transmission.

Un circuit de récupération de rythme, constitué par un redressement à double alternance, suivi d'un amplificateur sélectif, commande deux bascules de décision, l'une pour les impulsions positives "+ 1" et l'autre pour les impulsions négatives "- 1". Ces impulsions sont ensuite amplifiées et mélangées dans le transformateur T3. A la sortie de T3, on récupère le signal bipolaire régénéré.

IV.- FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES F.H.D

L'équipement hertzien FHD fonctionne de la bande de fréquence 1,9 - 2,3 Ghz. Il assure la transmission de signaux numériques à un débit de 16 Mhz. En association à des équipements numériques d'extrémité et de Multiplexage, il permet de transmettre les 240 voies téléphoniques destinées à la constitution de réseaux régionaux, il peut aussi servir à la réalisation de liaisons de plusieurs centaines de Km, la longueur du bond élémentaire atteignant 50 Kms.

La jonction hertzienne est assurée par des antennes paraboliques à double polarisation de 3 m et 4 m de ϕ .

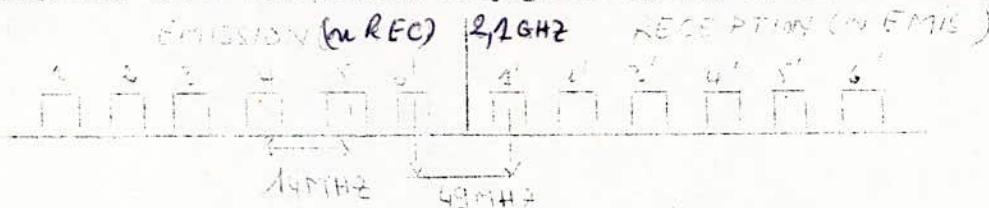
1) → Introduction : Le FHD est destiné à la constitution de réseaux régionaux ou locaux de transmission de signaux numériques à 16 Mbits/S. (240 voies téléphoniques). L'équipement FHD se présente sous forme de châssis émetteur-récepteur de type relais ou terminal. Il est spécialement étudié dans un souci de simplicité et de souplesse d'exploitation.

Le FHD a un débit numérique de 16 Mhz/S, il est associé à l'équipement numérique de multiplexage TMM 8 et il transmet alors 240 voies téléphoniques.

2^e)- Caractéristiques Générales :

21 Plan de fréquence :

Le FHD fonctionne de la bande 1,9 - 2,3 il utilise le plan de fréquence de l'avis 283 - 2 du CCIR celui-ci prévoit 12 fréquences, soit 6 canaux, la différence entre fréquences conjuguées basses et hautes étant de 119 Mhz.



Disposition des canaux radioélectriques par des FHD à 240 voies téléphoniques (300 voies).

L'utilisation d'une même fréquence dans 2 plans de polarisation pratiquement Orthogonaux est possible, ce qui double fictivement le nombre de canaux disponibles.

La simplicité et le coût d'un matériel sont liés au choix du procédé de modulation. Dans le cas du FHD, le compte tenu du débit numérique élevé, la modulation à 4 états de phases par le signal binaire est employée.

Le choix de modulation entraîne une certaine complexité du matériel FHD. Celle-ci se traduit par l'introduction de nouvelles fonctions: Modulateur de phase, Démodulateur de phase à détection cohérente, carte logique émission - réception dans les équipements terminaux.

22 Jonction numérique :

La jonction numérique du FHD est une jonction HDB3.

23 Infrastructure et environnement :

Les équipements hertziens peuvent être montés dans une enceinte étanche (Cuve ou coffret) ou dans une baie.

Etudiés pour fonctionner dans une gamme climatique allant de -20° à 50° C, ils peuvent être placés en haut du pylône à proximité de l'antenne ou au pied du pylône dans un abri sommaire non chauffé: Bâtiment préfabriqué.

Le pylône le plus couramment utilisé est un pylône en treillis, autostable ou haubanné. Sa hauteur varie de quelques mètres en terrain vallonné à plusieurs dizaines de mètres en plaine. Le raccordement à l'antenne se fait par câble coaxial (4/50 par exp). La jonction hertzienne est assurée par des antennes à double polarisation, ce qui permet de brancher directement 2 équipements sur la même antenne. L'utilisation complémentaire d'un circulateur à ferrite permet de doubler l'accès à chaque polarisation et d'atteindre ainsi une capacité de transmission de 480 voies téléphoniques par antenne. L'antenne normale est une antenne paraboloidale de 3 m de ϕ dans le gain par rapport à la source isotropique est de 30 dB à 2100 Mhz. Elle permet la réalisation de bonds d'une trentaine de Km. Pour des bonds d'une cinquantaine de Km une antenne de 4 m est utilisée son gain est de 36,5 dB.

24 Energie :

L'équipement FHD est entièrement réalisé à l'aide d'éléments semi-conducteurs et de ce fait sa consommation est modeste (12 à 70 w). La tension nécessaire à son bon fonctionnement est une tension continue qui peut prendre une valeur quelconque comprise entre 22 & 52 v. La polarité est indifférente.

La consommation relativement faible et la valeur de la tension d'alimentation offrent un certain nombre de possibilités.

- Téléalimentation à partir de 48 V?
- Diversité des sources d'énergie : Secteur, générateurs, thermoélectriques, piles ect...

3)- Equipement Hertzien FHD :

La chaîne émission est pilotée par 1 oscillateur local fonctionnant à une fréquence voisine de 370 Mhz. Cet oscillateur attaque par l'intermédiaire d'un modulateur de phase à faible modulation d'amplitude parasite une chaîne d'amplification constituée :

- D'un boîtier d'amplification et de multiplication par 3.
- D'un boîtier d'amplification et de multiplication par 2.
- L'excitation de l'antenne est faite à travers un dispositif d'aiguillage hyper fréquence.

Les signaux que doit transmettre la chaîne émission sont de 2 types :

- Le signal numérique.
- Le signal de télésignalisation ou de voie de service (TS, VS).

3-1 Tableau donnant les caractéristiques Electrique du
F. H. D

Caractéristiques	Equipement terminal	Equipement relais
Bande de fréquences	1,9 - 2,3 Ghz	
Capacité	240 voies téléphoniques ou 16 Mbits/S	
Type de modulation	4 phases et amplitudes 10 % (TS - VS)	
Puissance emission	200 M.W	
Facteur de bruit de receptr.	9 dB	
Seuil de reception pour un taux d'erreurs binaire de 10^{-5}	- 72 dBm	
Jonction numérique	Signal biphase $\neq 1.V/75 \Omega$	
Jonction TV - VS	0,5V/75 Ω	
Tension continue d'alimentation.	22 à	52 V
Consommation	50 W	70 W
Gamme climatique	- 20° C à + 50° C.	

3-2 Organisation et Exploitation du réseau :

L'exploitation qui présente le maximum d'avantages est celle qui consiste à placer le pylône à proximité du central téléphonique, il faut alors acheminer le signal numérique du central téléphonique vers l'équipement hertzien par l'intermédiaire d'un cable de départ: Cable coaxial 1,2 / 4,4 mm

V. TELESIGNALISATION !

Le système de télésignalisation permet la surveillance (de 7 stations) La transmission des signaux se fait de façon unidirectionnelle. Les stations étant placées en cascade par rapport au sens de transmission: une des stations d'extrémité choisie comme station surveillante reçoit les informations des autres stations qui sont dites surveillées.

L'équipement des stations surveillée comporte essentiellement :

- Une carte d'amplification;
- Une carte de codage.

Ces cartes sont associés :

- à l'équipement hertzien
- à l'équipement multiplex;
- à tout autre équipement qu'il est nécessaire de surveillés. L'équipement de station surveillante regroupe les organes de reception de la télésignalisation et de la voie de service.

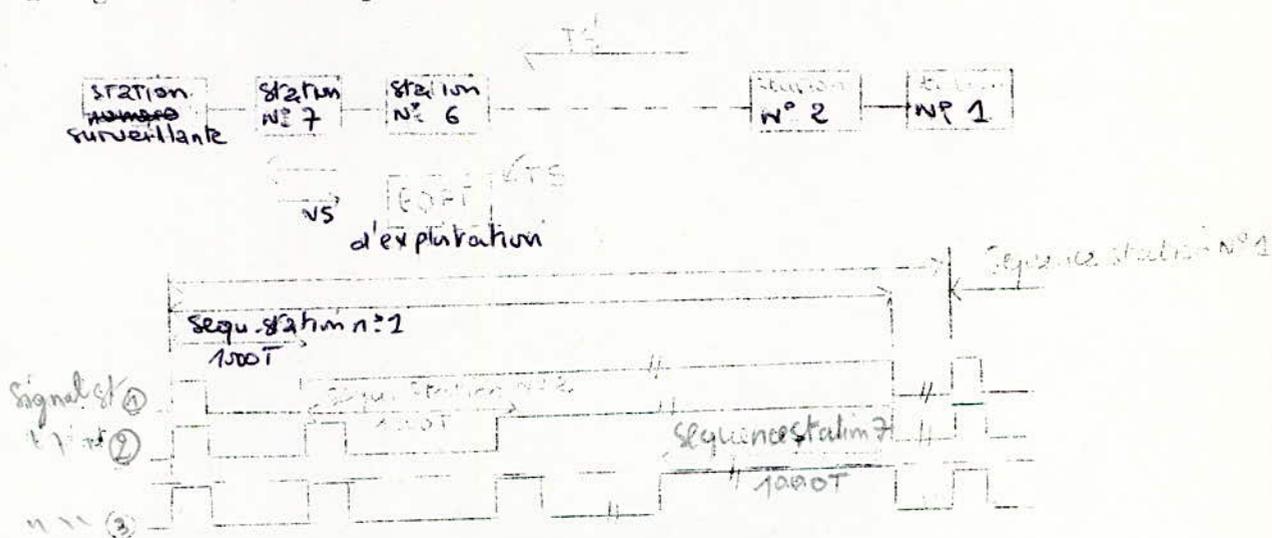
L'utilisation d'un équipement portable d'exploitation permet d'établir à partir d'une station surveillée une voie de service avec la station surveillante. Les signaux de télésignalisation sont alors inhibés sur le tronçon où la voie de service est établie. L'équipement portable d'exploitation recueille les informations de télésignalisation des stations situées en amont.

1)- Principe : La télésignalisation est basée sur le couplage d'impulsion ; le principe en est le suivant :

- à chaque station est affectée une séquence caractéristique de durée égale à $1000 T$ où T est la période d'un signal à 25 KHz !
- La séquence est constituée par :
- L'émission d'un signal à 25 KHz pendant une durée égale à $(100x + 10y + 5)T$.
- L'absence d'émission pendant la durée complémentaire à $1000 T$.

La valeur de x comprise entre 1 et 7 certifie la station émettrice. La valeur de y comprise entre 1 et 8 est liée à l'événement à signaler. Lorsque plusieurs événements sont simultanés, le choix de la valeur de y est fait suivant un ordre de priorité préalablement établi. L'émission de la séquence caractéristique d'une station est cyclique, ce qui nécessite une synchronisation entre stations.

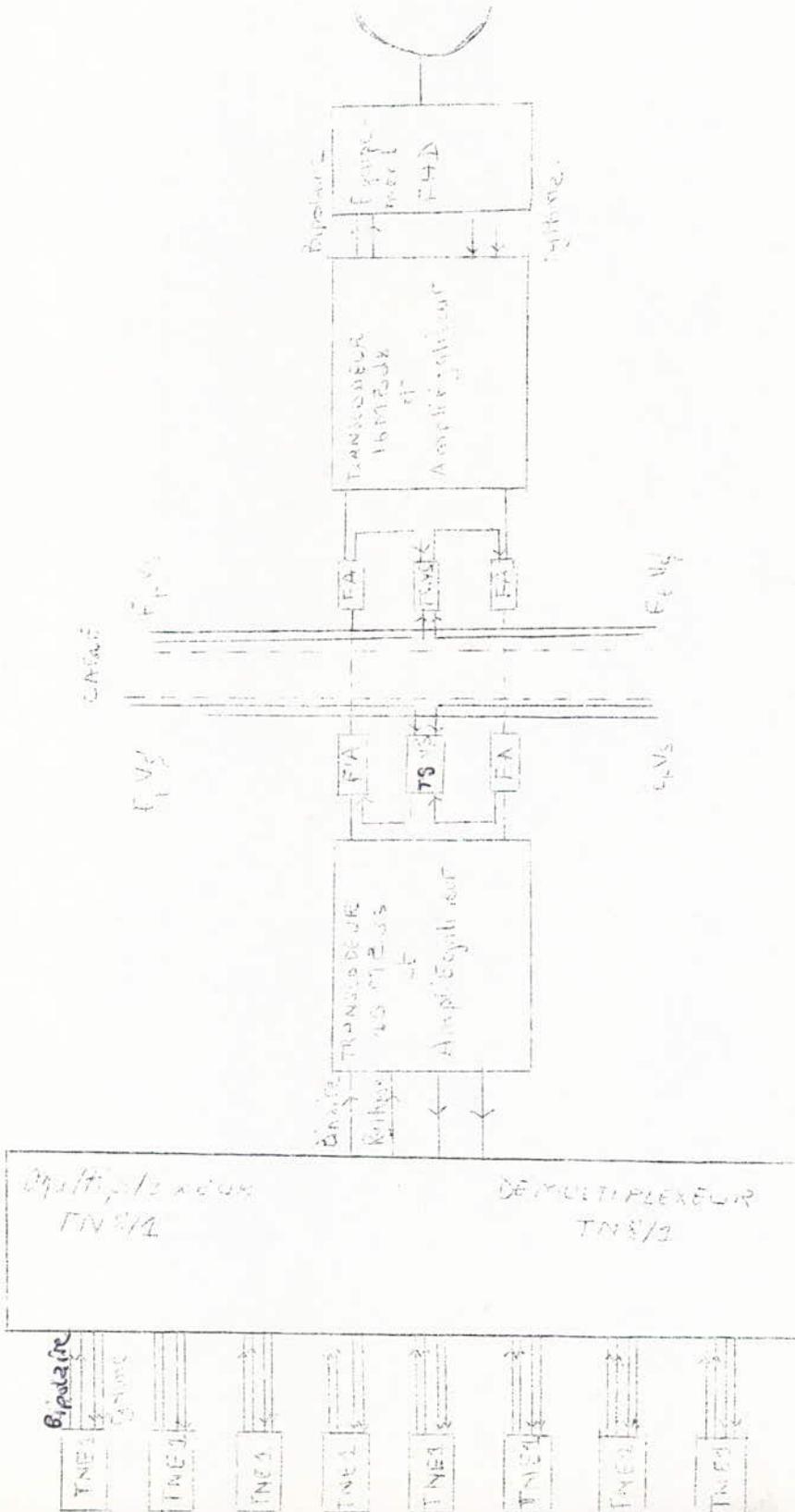
- La figure ci-dessous précise comment elle est donnée.



2)- FMD - Principe de Télésignalisation !

- Pratiquement la station n° 1 pilote l'ensemble de la liaison: Elle émet sa séquence caractéristique puis poursuit l'émission de sa séquence après 7000 périodes. La station n° 2 laisse passer la séquence et découpe dans le train d'impulsion qui lui fait suite sa propre séquence caractéristique de la même façon, la station n° 3 juxtapose sa séquence à celle de la station n° 2 et ainsi de suite. En cas de défaillance d'une station, la station placée immédiatement en aval assure après une temporisation convenable la synchronisation de la liaison.
- En ce qui concerne la voie de service, elle est transmise par l'intermédiaire d'un signal à 25 KHz permanent modulé en fréquence par le signal vocal.

Schéma synoptique de la jonction entre
extrémités TNE1 et l'équipement hertzien FHD.



EVANOUISSEMENTS DUS AUX INHOMOGENEITES
de L'ATMOSPHERE

I-GENERALITES :

-Les évanouissements sont dus au fait que l'atmosphère réelle n'a pas de structure sphérique stationnée. L'indice en un point dépend non seulement de la cote de ce point mais aussi des coordonnées horizontales du temps. Pour un trajet pour lequel le dégagement des antennes est suffisant pour éviter toute évanouissement par occultation de la sphère terrestre ; et pour lequel les réflexions sur le sol ont pu être évitées, cette cause d'évanouissement est la plus importante.

On peut ainsi classer les évanouissements dus aux inhomogénéités de l'atmosphère :

- a) L'absorption de l'énergie radio-électrique par l'atmosphère :
Elle ne se manifeste que pour les fréquences supérieures à 10 GHz
- b) La déviation du faisceau : Par la formation de conduites radioélectriques dus à l'existence d'un très fort gradient d'indice dans une couche de l'atmosphère traversée par le faisceau. Ce phénomène apparaît surtout en mer (ce qui n'est pas le cas de notre liaison).
- c) Les interférences dues à des trajets multiples à travers l'atmosphère :

Ces trajets multiples sont provoqués par l'existence de feuillets atmosphériques et théoriquement peuvent être contenus dans un plan quelconque passant par le récepteur et l'émetteur.

Vis à vis des évanouissements dus aux causes (a) et (b), on n'a aucune parade. Cependant, pour les liaisons ordinaires, les trajets multiples constituent de loin la principale cause d'évanouissements profonds.

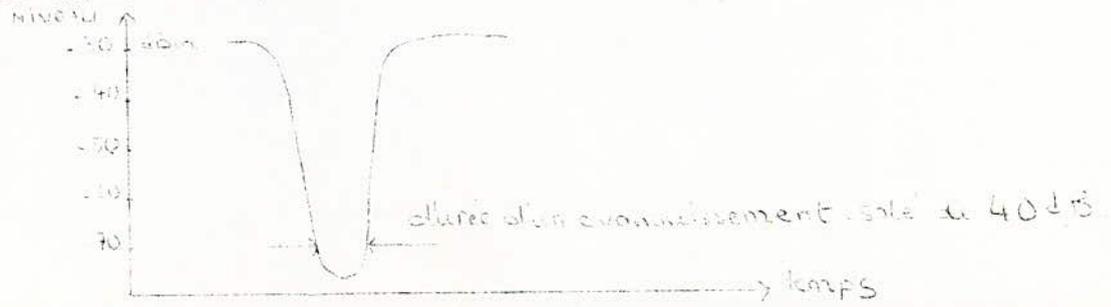
Les trajets multiples étant dus aux feuillets atmosphériques, les situations les plus mauvaises pour la propagation sont donc celles qui correspondent à la plus grande stratification de l'atmosphère c'est à dire sur mer et en été sur terre pour le climat tempéré. Par contre les périodes pendant lesquelles, l'atmosphère est rendu plus homogène par des vents par exemple, sont plus favorables à la propagation. On peut aussi constater qu'un meilleur dégagement des antennes diminue les risques d'évanouissements par trajets multiples puisque les feuillets atmosphériques, liés aux variations de l'humidité, sont plus concentrés dans les basses couches de l'atmosphère.

Cependant, la meilleure protection contre les trajets multiples, réside dans l'emploi de la diversité puisque les évanouissements par trajets multiples ne sont autres qu'un phénomène d'interférences.

II -DESCRIPTION DES EVANOUISSEMENTS PROFONDS :

Un évanouissement profond peut être défini par sa profondeur par rapport au niveau en espace libre. Encore faut-il définir le niveau en espace libre puisque le niveau de réception d'un signal hertzien n'est que rarement constant, même en atmosphère stable. On peut définir le niveau en espace libre comme étant le pic d'un diagramme de réception obtenu pendant une période assez longue en un moment de réception stable, vers midi par exemple.

La durée d'un évanouissement est toujours très petit et sa valeur moyenne dépend de la profondeur de l'évanouissement.



Nous avons représenté un évanouissement idéalisé isolé de 40 dB par rapport au niveau en espace libre. On peut aussi caractériser la profondeur de l'évanouissement par la quantité L tel que $20 \log L = A$ (ici $A = -40$ dB).

Quant à la durée d'un évanouissement de valeur donnée A en dessous du niveau en espace libre, elle est égale à la durée pendant laquelle, le niveau baisse de A dB. L'expérience nous montre que la durée d'un évanouissement isolé est lié à la profondeur de l'évanouissement par la relation :

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

L'expression du pourcentage pendant lequel un certain affaiblissement L par rapport à l'espace libre est dépassé peut s'écrire :

$$p = r L \quad L < 0,1$$

avec $r = 6 \cdot 10^{-7} \cdot C F D$

où F est en fréquence en GHz

D est la longueur du bond en Km.

C est un coefficient caractérisant approximativement les

conditions de propagation avec :

$C = 4$ pour un bond au dessus de la mer.

$C = 1$ pour un bond au dessus d'un terrain moyen et avec un

climat moyen.

$C = 1$ pour un bond au dessus d'un terrain montagneux et avec

un climat sec.

$\frac{1}{4}$

III - EMPLOI DE LA DIVERSITE EN FREQUENCE :

La forme la plus efficace de diversité de fréquence consiste à réserver un canal de secours pour chaque canal normal, avec des installations de commutations pour chaque bond. Des études faites aux Etats Unis par W. Barnett montrent que le gain de diversité en fréquence peut s'écrire dans ce cas :

$$I_f = v \cdot q \cdot L$$

v : gain relatif des deux antennes de réception :

G principal - G secondaire = $-20 \log v$.

Ordinairement $v = 1$ puisque la réception des deux canaux se

fait sur la même antenne.

L = profondeur de l'évanouissement considéré : $A = 20 \log L$

La quantité q caractérisant la diversité en fréquence utilisée

a pour expression :

$$q = 80 \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{1}{B \cdot D}$$

f : fréquence en GHz

Δf : écart de fréquence entre les deux canaux en GHz.

B : longueur du bond en Km.

Cependant la diversité en fréquence avec un canal de secours par canal normal est actuellement très peu utilisée à cause du gaspillage de bande ainsi occasionné.

Les systèmes actuellement utilisés pour les artères de grosses capacités sont les systèmes 1. ou 2. m, c'est à dire avec un ou deux canaux de secours pour m canaux normaux. Des études effectuées au laboratoire Bell ont montré qu'un système 1. m peut être, en première approximation être considéré comme équivalent à un système 1x1 dont l'écart de fréquence serait :

$$\Delta f = \frac{m}{\sum_{k=1}^m \Delta f_k}$$

Δf_k représente l'écart de fréquence entre deux canaux quelconques parmi les $m + 1$ canaux.

IV - UTILISATION DE LA DIVERSITE D'ESPACE :

La probabilité (ou pourcentage du temps) pour qu'un affaiblissement supérieur à L par rapport au niveau en espace libre se produisent et proportionnelle à L . Pour une réception en diversité, cette probabilité est proportionnelle à L et on peut caractériser le gain de diversité par une quantité I_e telle que :

$$p \text{ diversité} = \frac{p \text{ normal}}{I_e} \quad I_e = k.L^{-2}$$

est : L'expression semi-empirique de I pour le cas d'une diversité d'espace

$$I_e = 1,25 \cdot 10^{-3} \cdot v \cdot s \cdot f \cdot 1/LD$$

avec : -v : gain de l'antenne secondaire de réception relativement à l'antenne principale.

G secondaire - G principal = 20 log v.

-s : distance séparant les deux antennes de réception en mètres.

-f : fréquence en GHZ.

-D : longueur du bond en Km.

V - COMPARAISON ENTRE LA DIVERSITE D'ESPACE ET LA DIVERSITE DE FREQUENCE :

La diversité d'espace permet d'obtenir un canal de protection pour chaque canal normal, avec des possibilités de commutation à chaque bond. Ainsi, son effet est comparable à celui d'une diversité de fréquence 1.1 avec commutation à chaque bond.

Nous avons vu que le gain de diversité s'exprime dans l'un et l'autre cas par :

$$I = v \cdot g \cdot L$$

avec pour la diversité d'espace :

$$g_e = 1,25 \cdot 10^{-3} \cdot v \cdot \frac{f}{D} \quad 3m \leq D \leq 15m$$

et pour la diversité de fréquence :

$$g_f = 80 \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{1}{fD}$$

On obtient donc des gains égaux avec :

$$g_e = 64 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Delta f}{f \cdot D}$$

c'est à dire :

$$\begin{aligned} \text{à } 4 \text{ GHz, } g_e &= 63,2 \cdot \frac{\Delta f}{f \cdot D} \\ \text{à } 6 \text{ GHz, } g_e &= 42,2 \cdot \frac{\Delta f}{f \cdot D} \end{aligned}$$

s : en mètres

Δf : en GHZ

Ainsi une diversité d'espace avec 15 mètres de séparation entre les deux antennes de réception est équivalente à une diversité de fréquence 1 + 1 avec un écart de fréquence de 56 MHz pour la bande à 4 GHz et de 12 MHz pour la bande à 6 GHz. de tels écarts de fréquence ne sauraient être utilisés à cause de l'encombrement des bandes hautes fréquences.

CHAPITRE VIII

! CALCUL DE LA LIAISON !

- I;- I N T R O D U C T I O N
- II: _ R A P P E L S S U R L E T R A C E D ' U N E L I A I S O N
- III:- T R A C E D E L A L I A I S O N
- IV:- Q U A L I T E D E T R A N S M I S S I O N
- V:- P L A N D E F R E Q U E N C E
- VI:- E X P L O I T A T I O N

I.- Introduction :

Le but de notre étude est de relier par faisceau hertzien numérique deux villes du Sud-Ouest Algerien, BECHAR - TIMIMOUN. La distance entre ces deux villes est environ 560 Km.

La liaison se fera à l'aide d'équipement MIC de 16 Mibts/S correspondant à 8 fois 32 voies téléphoniques du Multiplex MIC TNM 8/1 associé.

Le système utilisé est le 1 + 1, c'est à dire un canal normal et un canal de secours.

La fréquence porteuse est de 2,1 GHZ.

La capacité de la liaison est de 240 voies.

La liaison considérée suivra la route nationale BECHAR - TIMIMOUN en passant par ABADLA, BENIABDES et par des stations relais.

Les stations terminales sont celles de BECHAR et de TIMIMOUN. Les stations d'ABADLA et de BENIABDES sont des relais terminaux, les autres stations seront des relais simples (on peut toutefois utiliser un repeteur-régénérateur).

2.- Rappels sur le tracé d'une liaison :

Il s'agit de déterminer, pour une liaison considérée, la position et le nombre de relais à utiliser. Pour cela on tient compte des conditions géographiques du milieu considéré et de l'équipement utilisé.

Le tracé doit tenir compte des affaiblissements en espace libre ainsi que des affaiblissements provenant de la nature du relief (obstacles: montagnes), pour cela les bonds entre stations doivent être limités pour réduire ces affaiblissements.

Il est préférable de donner certaines règles permettant une bonne propagation et un meilleur dégagement des antennes: Pour un bond donné, on distingue suivant la position de la ligne droite reliant émetteur-recepteur par rapport à la courbure terrestre, trois zones de propagation :

(1) Zone d'interférences :



Cette zone correspond au cas où émetteur et récepteur sont en visibilité optique. Dans ce cas on considère que l'onde reçue en R (Recepteur) est la résultante par interférences des différentes ondelette se propageant de proche en proche suivant la théorie de l'onde enveloppe de Fresnel. Les différentes zones de Fresnel se caractérisent par leur trajet optique de E à R.

La première zone de Fresnel E_1 , est un ellipsoïde de révolution, lieu des points M tels que :

$$EM + MR \leq ER + \frac{\lambda}{2}$$



Le rayon en un point (d_1, d_2) est décrit par:

$$EM + MR = ER + \frac{\lambda}{2}$$

$$d_1 \sqrt{1 + \frac{x^2}{d_1^2}} + d_2 \sqrt{1 + \frac{x^2}{d_2^2}} = ER + \frac{\lambda}{2}$$

comme $x \ll d_1$ et $x \ll d_2$

on obtient :

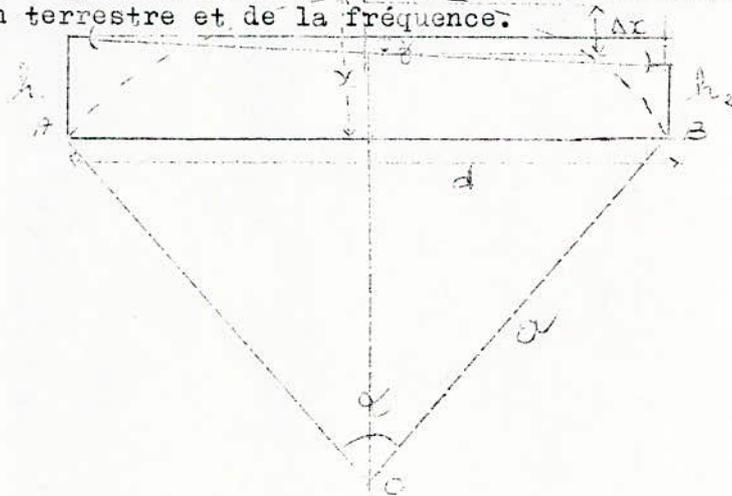
$$x = \sqrt{\frac{d_1 d_2}{d}} \quad \text{avec } d = d_1 + d_2$$

x est maximal sur milieu du trajet $d_1 = d_2$

$$x_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{d}$$

(2) Zone de diffraction :

- C'est le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité optique.
- Pour cette zone de diffraction, la propagation est liée à deux phénomènes principaux :
 - L'absorption de l'énergie électromagnétique par le sol. Elle dépend de la nature du sol.
 - La diffraction sphérique autour de la courbure terrestre, elle dépend surtout du rayon terrestre et de la fréquence.



$$x = a(1 - \cos \alpha/2) \quad \text{d'où : } \Delta x = x - h_1 + y$$

on suppose $h_1 > h_2$ et $a = 6400 \text{ km}$

$$\frac{h_1 - h_2}{2} = \frac{a}{2} \Rightarrow y = \frac{h_1 - h_2}{2}$$

$$\Delta x = x - h_1 + h_1 - h_2 = x - (h_1 + h_2)$$

$$\Delta x = a(1 - \cos \alpha/2) - (h_1 + h_2) \quad \text{en dessous de l'horizon}$$

$$\text{si } h_1 = h_2 = h \Rightarrow \Delta x = a(1 - \cos \alpha/2) - h$$

(3) Zone intermédiaire:

- Elle correspond au cas où émetteur et récepteur sont en visibilité rasante. On trouve que pour la visibilité optique rasante, le champ est de -6 dB à -10 dB par rapport au niveau en espace libre

(4) Obstacle à la première zone de Fresnel :

- Les cas les plus fréquents de mauvais dégagement sont en pratique, généralement constitués par la présence de collines, montagnes, constructions sur le trajet hertzien. Il se produit alors des phénomènes d'absorption et de diffraction assez difficiles à évaluer.
- Pour tenir compte de la courbure des rayons électromagnétiques, on utilise en général un artifice de calcul basé sur le fait que, si l'on remplace la

La terre par une terre de rayon a surmonté par une atmosphère d'indice n' , le champ serait le même si la courbure relative est conservée, c'est à dire que :

$$dn' / dh + a / a' = dn / dh + 1 / a$$

On se ramène donc au cas de la propagation rectiligne si on choisit un indice n' constant, d'où :

$$1 / a' = 1 / a + dn / dh$$

Cette relation doit être utilisée avec un choix homogène d'unités. On choisit ordinairement :

- Pour n' , les unités N , N étant le coindice défini par $n = 1 + N \cdot 10^{-6}$
- h en mètres.
- a en milliers de Km.

Dans ce cas :

$$a' = \frac{1}{1 + a \frac{dN}{dh}} \cdot a = K a$$

$$K = \frac{1}{1 + a \frac{dN}{dh}}$$

- Pour l'atmosphère standard :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dN}{dh} = 39 \cdot 10^{-3} \\ a = 3,37 \end{array} \right.$$

$$\text{donc } K = 4,33 = 4/3$$

alors :

$$a' = 8500 \text{ Km}$$

- Si le dégagement de la liaison a été calculé pour l'atmosphère standard, dans les conditions de super réfraction ($\frac{dN}{dh} < -39 \cdot 10^{-3}$) $K > 4/3$ on dit qu'il y a un abaissement des obstacles et dans les conditions d'infraréfraction ($\frac{dN}{dh} > 39 \cdot 10^{-3}$) on dit qu'il y a relevement des obstacles.



- Tant que 60 % du premier ellipsoïde de Fresnel est dégagé le niveau reçu oscille peu autour du niveau en espace libre.

- Pour cela on doit élever la hauteur des aériens ainsi donc on retiendra comme règles de dégagement :

- Visibilité optique pour le rayon apparent de la terre.

- Dégagement de l'ellipsoïde de Fresnel pour

$$R = 4/3 R_0.$$

- L'application simultanée de ces deux règles permet d'obtenir un dégagement d'antennes suffisant pour assurer le niveau en espace libre pendant 90 % du temps environ.

- Un affaiblissement supplémentaire limite à 6 dB pendant au moins 99,99 % du temps.

(5) Portée d'une liaison en visibilité :

- Une condition nécessaire mais non suffisante pour que deux points soient en visibilité est que la droite qui les joint ne rencontre pas la terre.

- Si on désigne par H_1 et H_2 les hauteurs des deux extrémités au dessus d'une terre parfaitement sphérique de rayon R , la distance maximale de visibilité et donnée par la relation.

$$d_{max} = \sqrt{2R} (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$$

Si l'on tient compte de la réfraction atmosphérique on devrait prendre un rayon R différent du rayon de la terre réelle le nouveau rayon porte le nom de rayon fictif. Le rayon fictif est égal à $4/3$ du rayon réel.

- La formule précédente deviendrait alors :

$$d_{max} = 4,1 (\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$$

d : en Km.

H_1, H_2 en mètres.

III : - Tracé de liaison :

- Le tracé de la liaison a été fait à l'aide de la carte de la Wilaya de la Saoura (Carte d'Etat Major) (Institut National de Géographie).
Echelle 1/500000.

- Pour le tracé de la liaison on a tenu compte surtout des points élevés de la région pour éviter au maximum les obstacles qui sont surtout de genre montagneux (la région étant purement désertique) ; les relais choisis s'échelonnent le long de la route nationale reliant BECHAR à TIMIMOUN ceci pour un besoin d'accès rapide en cas de défaillance des stations.

- Les deux villes à relier étant distante de 560 Km, notre liaison sera réaliser en 13 bonds.

(1) Trajet considéré : Liaison Sud-Ouest Algerien

<u>Longueur des bonds</u>		
BACHAR - Relais 1	-----	45 Km
Relais 1 - ABADLA	-----	38 Km
ABADLA - Relais 2	-----	35 Km
Relais 2 - Relais 3	-----	35 Km
Relais 3 - BENIABBES	-----	50 Km
BENIABBES - Relais 4	-----	37 Km
Relais 4 - Relais 5	-----	51 Km
Relais 5 - Relais P	-----	20 Km
Relais P - Relais 6	-----	19 Km
Relais 6 - Relais 7	-----	36 Km
Relais 7 - Relais 8	-----	57 Km
Relais 8 - Relais 9	-----	50 Km
Relais 9 - TIMIMOUN	-----	37 Km

Altitude des stations en m

BECHAR	790	RP	490
R1	613	R6	375
ABADLA	580	R7	459
R2	630	R8	325
R3	602	R9	314
BENI ABBES	490	TIMIMOUN	290
R4	480		
R5	400		

On retrouvera à la fin de ce chapitre le profil de chacun de ces bonds. BECHAR et TIMIMOUN sont les deux stations terminales.

ABADLA et BENI ABBES sont des relais terminaux.

Le relais 8 utilise un répéteur-régénérateur qui servira ultérieurement une liaison vers ADRAR.

(2) Choix de la hauteur des antennes :

- La hauteur des antennes a été choisie de telle façon à éviter les obstacles rencontrés le long du profil pour un bond considéré. De plus ces hauteurs ont été relevées de 5 m pour dégager nettement le premier ellipsoïde de Fresnel.
- Les deux règles de dégagement de l'antenne permettant une propagation normale sans risque d'obstacle nous ont guidé dans le choix des hauteurs des antennes :

<u>Hauteur des antennes en mètre</u>			
BECHAR	40	R5	75
R1	70	RP	10
ABADLA	80	R6	100
R2	40	R7	100
R3	55	R8	100
BENI ABDES	70	R9	30
R4	60	TIMIMOUN	40

IV. Qualité de transmission :

- Elle est comme dans tout système de transmission numérique déterminée par un taux d'erreurs et par la répartition de ces erreurs. Les erreurs peuvent être dues à deux causes principales :
 - Décisions erronées à l'échelon des dégits (éléments binaires).
 - Pertes de synchronisation.
- En période de propagation normale, et si les diverses perturbations autre que le bruit de réception sont suffisamment faibles pour ne pas causer d'erreurs, la transmission peut-être considérée comme parfaite. Les distortions que subissent les signaux dans les équipements sont éliminés par la régénération qui tient compte de la connaissance a priori de la forme de ces signaux. On peut dire qu'il n'y a pas de bruit d'équipement.
- En période de propagation anormale (Evanouissement, absorptions) les erreurs apparaissent et la qualité d'une liaison est déterminée par le taux d'erreurs non dépassé pendant un certain pourcentage du temps.
- Si la liaison est formée de plusieurs bonds hertziens sur lesquels les évènements ne sont pas corrélés, les pourcentages du temps (supposés faibles) pendant lesquels le taux d'erreur est supérieur à la valeur considérée, s'ajoutent pour les différents bonds.
- La qualité des transmissions de notre liaison est établie d'après les données suivantes :
 - Puissance émise : 25 dBm ou 32 dBm suivant la longueur du bond.
 - Antennes de diamètre $\phi = 3\text{m}$ ou $\phi = 4\text{m}$
 - débit d'information pour 240 voies : 16 Mbits/S
 - Fréquence intermédiaire FI = 70 MHz.
 - Fréquence porteuse $F_0 = 2,1\text{ GHz}$
 - Bande de fréquence utile : (1,9 , 2,3) GHz
 - Pertes dans les fuders : 0,04 dB/m
 - Pertes dans les circuits d'aiguillages : 8,4 dB
 - Hauteur des pylones = hauteur des antennes plus 4 ou 5 m
 - Seuil de receptrer correspondant à un taux d'erreur de 10^{-4} : - 82 dBm
 - Seuil de receptrer correspondant à un taux d'erreur de 10^{-6} : - 77 dBm

- On se propose de calculer :

a)- Gain des antennes :

Il est donné par la formule suivante :

$$G = (20 \log F_0 + 20 \log D - 82,3) \text{ dB}$$

F_0 = Fréquence porteuse en MHz

D = est le diamètre de l'antenne en cm.

c)- Pertes dans les freders :

- Pour un bond donné de hauteur de pylones H_1 mètres et H_2 mètres les pertes sont : $P_F = 0,04 H_1 + 0,04 H_2$ en dB

(d) pertes d'aiguillages :

$$P_a = 8,4 \text{ dB}$$

(e) Affaiblissement en espace libre :

- Il est donné par :

$$A = 20 \log \frac{4\pi d^2}{\lambda^2} \text{ en dB}$$

d = longueur du bond en mètres

λ = longueur d'onde en mètres

C = vitesse de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s

$F_0 = 2,1 \text{ GHz} = 21 \cdot 10^6 \text{ Hz}$

$$\lambda = 0,143 \text{ m}$$

(f) Puissance reçue

$$P_r = (P_e + G_e + G_r - A - P_f - P_a) \text{ en dBm}$$

Pour un bond considéré :

P_e = puissance d'émission en dBm

G_e = Gain d'antenne d'émission en dB

G_r = Gain d'antenne de réception en dB

A = Affaiblissement en dB

P_f = Pertes dans les freders en dB

P_a = Pertes d'aiguillages en dB.

(g) Marge d'évanouissement :

$$M_o = (P_r - S_o) \text{ en dB pour } Z = 10^{-4} \text{ et } S_o = -82 \text{ dBm}$$

$$M_q = (P_r - S_q) \text{ en dB pour } Z = 10^{-6} \text{ et } S_q = -77 \text{ dBm}$$

(h) Estimation de la qualité de la liaison :

$$10 \log P_o = 35 \log (d - 5) - M_o + 10 \log F_0 - 76$$

$$10 \log P_q = 35 \log (d - 5) - M_q + 10 \log F_0 - 76$$

d = Longueur du bond en Km

M_o = marge d'évanouissement en dB

M_q = marge d'évanouissement en dB

P_o et P_q sont exprimés en pourcentage de temps (du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreurs peut être supérieur au taux d'erreur considérée).

1.- Qualité prévisionnelle de la liaison complète :

- pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur reste supérieur à Z .

pour $Z = 10^{-4}$

$$P_o = \sum P_i$$

P_o correspond au bond unimodal

pour $Z = 10^{-6}$

$$P_q = \sum P_{iq}$$

P_{iq} correspond au bond multimodal

- Le pourcentage de temps à ne pas dépasser est de : 0,01 %

- Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur reste inférieur à Z

$$Z = 10^{-4} \rightarrow Q_o = (100\% - P_o)$$

$$Z = 10^{-6} \rightarrow Q_q = (100\% - P_q)$$

1°) - Sens BECHAR - TIMIMOUN

--- Bond BECHAR - RELAIS 1 (45 Km)

-- Pe = 25 dBm

-- Antenne d'émission $\phi = 4$ m

Ge = 20 log 2100 + 20 log 400 - 82,3

Ge = 36,2 dB

-- Antenne de reception $\phi = 4$ m

Gr = 36,2 dB

-- Pertes dans les fersers :

Pf = 0,04 H₁ + 0,04 H₂

H₁ = 45 m

H₂ = 75 m

-- Pertes d'aiguillage = 8,4 dB

-- Affaiblissement en espace libre =

A = 20 log $4 \times \pi \times 45000$
0,143

A = 131,94 dB

-- Puissance reçue :

Pr = 25 + 36,2 + 36,2 - 131,94 - 4,8 - 8,4

Pr = + 47,74 dBm

-- marge d'évanouissement :

Mc = - 47,74 + 82

----- Mc = 34,26 dB

Mq = - 47,74 + 77

----- Mq = 29,26 dB

-- Estimation de la qualité :

10 log Pc = 35 log (45 - 5) - 34,26 + 10 log 2,1 - 76

Pc = 0,8 . 10⁻² %

10 log Pq = 35 log (45 - 5) - 29,26 + 10 log 2,1 - 76

Pq = 0,24 . 10⁻² %

--- Bond RELAIS 1 - ABADLA (38 Km)

- Pe = 25 dBm

- Antenne émission $\phi = 3$ m

Ge = 20 log 2100 + 20 log 300 - 82,3

Ge = 33,7 dB

- Antenne reception $\phi = 3$ m

Gr = 33,7 dB

- Pertes dans les fersers : H₁ = 75 m H₂ = 85 m

Pf = 6,4 dB

- Pertes d'aiguillage :

Pa = 8,4 dB

- Affaiblissement en espace libre :

A = 20 log $4 \times \pi \times 38000$
0,143

A = 130,47 dB

- Puissance reçus :

Pr = 25 + 33,7 + 33,7 - 130,47 - 6,4 - 8,4

Pr = - 52,87 dBm

- marge d'évanouissement :

Mc = - 52,87 + 82

----- Mc = 29,13 dB

Mq = - 52,87 + 77

----- Mq = 24,13 dB

----- Estimation de la qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (30,5) - 29,13 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_c = 0,13 \cdot 10^{-2} \%$$

$$10 \log P_q = 35 \log (38 - 5) - 24,13 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_q = 0,42 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond ABADLA - RELAIS 2 : (35 Km)

$$- P_e = 25 \text{ dBm}$$

$$- G_e = 33,7 \text{ dB}$$

$$- G_r = 33,7 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

----- Pertes dans les ferders : $H_1 = 85 \text{ m}$

$$H_2 = 45 \text{ m}$$

$$P_f = 5,2 \text{ dB}$$

----- Affaiblissement en espace libre :

$$A = 20 \log 4 \times \frac{1}{0,143} \times 35 \text{ 000}$$

$$A = 129,76 \text{ dB}$$

----- Puissance reçue :

$$P_r = 25 + 33,7 + 33,7 - 129,76 - 5,2 - 8,4$$

$$P_r = -50,96 \text{ dBm}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$M_c = -50,96 + 82$$

$$M_c = 31,04 \text{ dB}$$

$$M_q = -50,96 + 77$$

$$M_q = 26,04 \text{ dB}$$

----- Qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (35 - 5) - 31,04 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_c = 0,61 \cdot 10^{-3} \%$$

$$10 \log P_q = 35 \log (35 - 5) - 26,04 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_q = 0,19 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond RELAIS 2 - RELAIS 3 (35 Km)

$$- P_e = 25 \text{ dBm}$$

$$- G_e = 33,7 \text{ dB}$$

$$- G_r = 33,7 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

----- Pertes dans les ferders : $H_1 = 45 \text{ m}$

$$H_2 = 60 \text{ m}$$

$$P_e = 4,2 \text{ dB}$$

----- Affaiblissement en espace libre :

$$A = 20 \log 4 \times \frac{1}{0,143} \times 35 \text{ 000}$$

$$A = 129,76 \text{ dB}$$

----- Puissance reçue :

$$P_r = 25 + 33,7 + 33,7 - 129,76 - 4,2 - 8,4$$

$$P_r = -49,96 \text{ dBm}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$M_c = -49,96 + 82$$

$$M_c = 32,04 \text{ dB}$$

$$M_q = -49,96 + 77$$

$$M_q = 27,04 \text{ dB}$$

----- Qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (35 - 5) - 32,04 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_c = 0,48 \cdot 10^{-3} \%$$

$$10 \log P_q = 35 \log (35 - 5) - 27,04 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$P_q = 0,15 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond RELAIS 3 - BENI ARBES : (50 Km)

$$- P_e = 32 \text{ dBm}$$

$$- G_e = 36,2 \text{ dB}$$

$$- G_r = 36,2 \text{ dB}$$

$$\phi = 4 \text{ m}$$

$$\phi = 4 \text{ m}$$

----- Partes Freders : 5,4 dB

$H_1 = 60 \text{ m}$

$H_2 = 75 \text{ m}$

Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \times \frac{1}{0,143} \times 50.000$$

$$A = 132,85 \text{ dB}$$

----- Puissance reçue :

$$Pr = 32 + 2 \times 36,2 - 132,85 - 5,4 - 8,4$$

$$Pr = - 42,25 \text{ dBm}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$Mc = - 42,25 + 82$$

$$Mc = 39,75 \text{ dB}$$

$$Mq = - 42,25 + 77$$

$$Mq = 34,75 \text{ dB}$$

----- Qualité :

$$10 \log Pc = 35 \log (50 - 5) - 39,75 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pc = 0,34 \cdot 10^{-2} \%$$

$$10 \log Pq = 35 \log (50 - 5) - 34,75 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pq = 0,1 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond BENI ABNES - RELAIS 4 (37 Km)

$$Pe = 25 \text{ dBm}$$

$$Ge = 33,7 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$Gr = 33,7 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$Pf = 6 \text{ dB}$$

$$H_1 = 75 \text{ m}$$

$$H_2 = 75 \text{ m}$$

----- Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \times \frac{1}{0,143} \times 37.000$$

$$A = 130,24 \text{ dB}$$

----- Puissance reçue :

$$Pr = 25 + 2 \times 33,7 - 130,24 - 6 - 8,4$$

$$Pr = - 52,24 \text{ dBm}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$Mc = - 52,24 + 82$$

$$Mc = 29,76 \text{ dB}$$

$$Mq = - 52,24 + 77$$

$$Mq = 24,76 \text{ dB}$$

----- Qualité :

$$10 \log Pc = 35 \log (37 - 5) - 29,76 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pc = 0,1 \cdot 10^{-2} \%$$

$$10 \log Pq = 35 \log (37 - 5) - 24,76 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pq = 0,32 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond RELAIS 4 - RELAIS 5 : (51 Km)

$$Pe = 32 \text{ dBm}$$

$$Ge = 36,2 \text{ dBm}$$

$$\phi = 4 \text{ m}$$

$$Gr = 36,2 \text{ dBm}$$

$$\phi = 4 \text{ m}$$

$$Pf = 6,2 \text{ dB}$$

$$H_1 = 75 \text{ m}$$

$$H_2 = 80 \text{ m}$$

----- Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \times \frac{1}{0,143} \times 51.000$$

$$A = 133,03 \text{ dBm}$$

----- Puissance reçue :

$$Pr = 32 + 2 \times 36,2 - 133,03 - 6,2 - 8,4$$

$$Pr = - 43,23 \text{ dBm}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$Mc = - 43,23 + 82$$

$$Mc = 38,77 \text{ dB}$$

$$Mq = - 43,23 + 77$$

$$Mq = 33,77 \text{ dB}$$

----- Qualité :

$$10 \log Pc = 35 \log (51 - 5) - 38,77 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pc = 0,46 \cdot 10^{-2} \%$$

$$10 \log Pq = 35 \log (51 - 5) - 33,77 + 10 \log 2,1 - 76$$

$$Pq = 0,14 \cdot 10^{-2} \%$$

----- Bond RELAIS 7 - RELAIS 8 (57 Km)

$$P_e = 32 \text{ dBm}$$

$$G_e = 33,7 \text{ dB}$$

$$G_r = 33,7 \text{ dB}$$

$$P_f = 8,4 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$H_1 = 105 \text{ m} \quad H_2 = 105 \text{ m}$$

----- Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \sqrt{\pi} \frac{.57000}{0,143}$$

----- A = 134 dB

----- Puissance reçue :

$$Pr = 32 + 2 \times 33,7 - 134 - 8,4 - 8,4 \quad \text{-----} \quad \underline{Pr = - 51,4 \text{ dBm}}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$M_c = - 51,4 + 82$$

----- Mc = 30,6 dB

$$M_q = - 51,4 + 77$$

----- Mq = 25,6 dB

----- Qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (57 - 5) - 30,6 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_c = 0,46 \cdot 10^{-6} \%}$$

$$10 \log P_q = 35 \log (57 - 5) - 30,6 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_q = 0,14 \cdot 10^{-6} \%}$$

----- Bond RELAIS 8 - RELAIS 9 : (50 KM)

$$P_e = 32 \text{ dBm}$$

$$G_e = 33,7$$

$$G_r = 36,2$$

$$P_f = 5,6 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$H_1 = 105 \text{ m} \quad H_2 = 35 \text{ m}$$

----- Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \sqrt{\pi} \times 50.000$$

$$0,143$$

----- A = 132,85 dB

----- Puissance reçue :

$$Pr = 32 + 33,7 + 36,2 - 132,85 - 5,6 - 8,4 \quad \text{-----} \quad \underline{Pr = - 44,95 \text{ dBm}}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$M_c = - 44,95 + 82$$

----- Mc = 37,05 dB

$$M_q = - 44,95 + 77$$

----- Mq = 32,05 dB

----- Qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (50 - 5) - 37,05 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_c = 0,69 \cdot 10^{-3} \%}$$

$$10 \log P_q = 35 \log (50 - 5) - 32,05 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_q = 0,2 \cdot 10^{-3} \%}$$

----- Bond RELAIS 9 - TIMIMOUN : (37 Km)

$$P_e = 25 \text{ dBm}$$

$$G_e = 33,7 \text{ dB}$$

$$G_r = 33,7 \text{ dB}$$

$$P_f = 3,2 \text{ dB}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$\phi = 3 \text{ m}$$

$$H_1 = 35 \text{ m} \quad H_2 = 45 \text{ m}$$

----- Affaiblissement :

$$A = 20 \log 4 \sqrt{\pi} \times 37.000$$

$$0,143$$

----- A = 130,29 dB

----- Puissance reçue :

$$Pr = 25 + 2 \times 33,7 - 130,29 - 3,2 - 8,4 \quad \text{-----} \quad \underline{Pr = - 49,44 \text{ dBm}}$$

----- Marge d'évanouissement :

$$M_c = - 49,44 + 82$$

----- Mc = 32,56 dB

$$M_q = - 49,44 + 77$$

----- Mq = 27,56 dB

----- Qualité :

$$10 \log P_c = 35 \log (37 - 5) - 32,56 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_c = 0,54 \cdot 10^{-3} \%}$$

$$10 \log P_q = 35 \log (37 - 5) - 27,56 + 10 \log 2,1 - 76 \quad \text{-----} \quad \underline{P_q = 0,18 \cdot 10^{-3} \%}$$

----- Qualité prévisionnelle de la liaison :

$$\underline{P_c = 0,0125 \%}$$

$$\underline{Q_c = 99,987 \%}$$

$$\underline{P_q = 0,0389 \%}$$

$$\underline{Q_q = 99,96 \%}$$

2°) SENS TIMIMCUN - BECHAR-BOND TIMIMOUN - RELAIS 9 (37 KM)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 3,2 \text{ dB}$
 $A = 130,24 \text{ dB}$
 $P_r = -49,44 \text{ dBm}$
 $M_c = 32,56 \text{ dB}$
 $M_q = 27,56 \text{ dB}$
 $P_c = 0,54 \cdot 10\%$
 $P_q = 0,18 \cdot 10\%$

-BOND RELAIS 9 - RELAIS 8 : (50 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 36,2 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 5,6 \text{ dB}$
 $A = 132,85 \text{ dB}$
 $P_r = -51,95 \text{ dBm}$
 $M_c = 30,05 \text{ dB}$
 $M_q = 25,05 \text{ dB}$
 $P_c = 0,32 \cdot 10\%$
 $P_q = 0,1 \cdot 10\%$

-BOND RELAIS 8 - RELAIS 7 : (57 Km)

$P_e = 32 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 8,4 \text{ dB}$
 $A = 134 \text{ dB}$
 $P_r = -51,4 \text{ dBm}$
 $M_c = 30,6 \text{ dB}$
 $M_q = 25,6 \text{ dB}$
 $P_c = 0,46 \cdot 10\%$
 $P_q = 0,14 \cdot 10\%$

-BOND RELAIS 7 - RELAIS 6 : (36 Km)

$P_e = 32 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 8,4 \text{ dB}$
 $A = 130 \text{ dB}$
 $P_r = -47,4 \text{ dBm}$
 $M_c = 34,6 \text{ dB}$
 $M_q = 29,6 \text{ dB}$
 $P_c = 0,3 \cdot 10\%$
 $P_q = 0,95 \cdot 10\%$

-BOND RELAIS 6 - RELAIS P (19 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 4,8 \text{ dB}$
 $A = 124,45 \text{ dB}$
 $P_r = -45,25 \text{ dBm}$
 $M_c = 36,75 \text{ dB}$
 $M_q = 31,75 \text{ dB}$
 $P_c = 0,14 \cdot 10\%$
 $P_q = 0,36 \cdot 10\%$

-BOND RELAIS P - RELAIS 5 (20 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 3,8 \text{ dB}$
 $A = 124,49 \text{ dB}$
 $P_r = -44,69 \text{ dBm}$
 $M_c = 37,31 \text{ dB}$
 $M_q = 32,31 \text{ dB}$
 $P_c = 0,128 \cdot 10^{-3} \%$
 $P_q = 0,4 \cdot 10^{-2} \%$

-BOND RELAIS 5 - RELAIS 4 (51 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 36,2 \text{ dB}$
 $G_r = 36,2 \text{ dB}$
 $P_f = 6,2 \text{ dB}$
 $A = 133,03 \text{ dB}$
 $P_r = -50,23 \text{ dBm}$
 $M_c = 31,77 \text{ dB}$
 $M_q = 26,77 \text{ dB}$
 $P_c = 0,23 \cdot 10^{-3} \%$
 $P_q = 0,73 \cdot 10^{-3} \%$

-BOND RELAIS 4 - BENI ABBES (37 Km)

$P_e = 32 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 6 \text{ dB}$
 $A = 130,24 \text{ dB}$
 $P_r = -45,24 \text{ dBm}$
 $M_c = 36,76 \text{ dB}$
 $M_q = 31,76 \text{ dB}$
 $P_c = 0,2 \cdot 10^{-3} \%$
 $P_q = 0,65 \cdot 10^{-3} \%$

-BOND BENI ABBES - RELAIS 3 (50 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 36,2 \text{ dB}$
 $G_r = 36,2 \text{ dB}$
 $P_f = 5,4 \text{ dB}$
 $A = 132,85 \text{ dB}$
 $P_r = -49,25 \text{ dBm}$
 $M_c = 32,75 \text{ dB}$
 $M_q = 27,75 \text{ dB}$
 $P_c = 0,17 \cdot 10^{-3} \%$
 $P_q = 0,54 \cdot 10^{-3} \%$

-BOND RELAIS 3 - RELAIS 2 (35 Km)

$P_e = 32 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 4,2 \text{ dB}$
 $A = 129,76 \text{ dB}$
 $P_r = -42,96 \text{ dBm}$
 $M_c = 39,04 \text{ dB}$
 $M_q = 34,04 \text{ dB}$
 $P_c = 0,97 \cdot 10^{-4} \%$
 $P_q = 0,3 \cdot 10^{-3} \%$

-BOND RELAIS 2 - ABADLA (35 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 5,2 \text{ dB}$
 $A = 129,75 \text{ dB}$
 $P_r = -50,96 \text{ dBm}$
 $M_c = 31,04 \text{ dB}$
 $M_q = 26,04 \text{ dB}$
 $P_c = 0,61.10\%$
 $P_q = 0,19.10\%$

-BOND ABADLA - RELAIS 1 (38 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 33,7 \text{ dB}$
 $G_r = 33,7 \text{ dB}$
 $P_f = 6,4 \text{ dB}$
 $A = 130,47 \text{ dB}$
 $P_r = -52,87 \text{ dBm}$
 $M_c = 29,13 \text{ dB}$
 $M_q = 24,13 \text{ dB}$
 $P_c = 0,13.10\%$
 $P_q = 0,42.10\%$

-BOND RELAIS 1 - BECHAR (45 Km)

$P_e = 25 \text{ dBm}$
 $G_e = 36,2 \text{ dB}$
 $G_r = 36,2 \text{ dB}$
 $P_f = 4,8 \text{ dB}$
 $A = 131,94 \text{ dB}$
 $P_r = -47,74 \text{ dBm}$
 $M_c = 34,26 \text{ dB}$
 $P_q = 29,26 \text{ dB}$
 $P_c = 0,8.10\%$
 $P_q = 0,24.10\%$

-QUALITE PREVISIONNELLE DE LA LIAISON :

$P_c = 0,0158\%$ $Q_c = 99,984\%$
 $P_q = 0,0495\%$ $Q_q = 99,95\%$

-En étudiant la liaison dans un sens et dans un autre on remarque d'après les résultats obtenus que le pourcentage 0,01 % est dépassé surtout pour un taux d'erreur de 10.

Pour corriger ceci on utilise la diversité d'espace pour les bonds introduisant un fort pourcentage P_q .

La diversité d'espace utilisée est une diversité réceptrice qui introduit un gain de diversité I , le nouveau pourcentage de temps après correction sera $P' = P/I$.

P étant le pourcentage de temps sans diversité.

On corrigera les bonds suivants :

R1 - ABADLA ; R3-BENI-ABBES; BENI ABBES - R4; R4 - R5; R6 - R7
R7 - R8 ; R8 - R9.

Le gain de diversité d'espace I est :

$$I = 1,25 \cdot 10^3 \cdot v \cdot s \cdot F / dL$$

- $M = 20 \log L$, M étant la marge d'évanouissement
on prend $v = 1$ et $s = 15 \text{ m}$ $F = 2,1 \text{ GHz}$

-SENS BECHAR - TIMIMOUN-

RELAIS 1 ABADLA :

$L_c = 0,0349$ $L_q = 0,0621$ $I_{ec} = 12,7$ $I_{eq} = 4$
 $P_c = 0,1.10\%$ $P_q = 0,1.10\%$

RELAIS 3 BENI-ABBES :

$L_c = 0,01$ $L_q = 0,018$ $I_{ec} = 111$ $I_{eq} = 35$
 $P_c = 0,3.10\%$ $P_q = 0,28.10\%$

BENI-ABBES - RELAIS 4 :

$L_c = 0,032$ $L_q = 0,05$ $I_{ec} = 15$ $I_{eq} = 4,77$
 $P_c = 0,66.10\%$ $P_q = 0,67.10\%$

RELAIS 4 - RELAIS 5 :

$L_c = 0,011$ $L_q = 0,02$ $I_{ec} = 87$ $I_{eq} = 27,5$
 $P_c = 0,52.10\%$ $P_q = 0,5.10\%$

RELAIS 6 - RELAIS 7 :

$L_c = 0,04$ $L_q = 0,07$ $I_{ec} = 9,43$ $I_{eq} = 3$
 $P_c = 0,16.10\%$ $P_q = 0,16.10\%$

RELAIS 7 - RELAIS 8 :

$L_c = 0,029$ $L_q = 0,052$ $I_{ec} = 11,88$ $I_{eq} = 3,75$
 $P_c = 0,38.10\%$ $P_q = 0,37.10\%$

RELAIS 8 - RELAIS 9 :

$L_c = 0,014$ $L_q = 0,024$ $I_{ec} = 58,82$ $I_{eq} = 18,91$
 $P_c = 0,1.10\%$ $P_q = 0,1.10\%$

QUALITE PREVISIONNELLE DE LA LIAISON COMPLETE AVEC DIVERSITE D'ESPACE :

$P_c = 0,0033\%$	$Q_c = 99,996\%$
$P_q = 0,01\%$	$Q_q = 99,99\%$

- SENS TIMIMOUN - BECHAR :

RELAIS 9 - RELAIS 8 :

$L_c = 0,03$ $L_q = 0,056$ $I_{ec} = 11,93$ $I_{eq} = 4,75$
 $P_c = 0,26.10\%$ $P_q = 0,26.10\%$

RELAIS 8 - RELAIS 7 :

$L_c = 0,029$ $L_q = 0,052$ $I_{ec} = 11,88$ $I_{eq} = 3,75$
 $P_c = 0,38.10\%$ $P_q = 0,37.10\%$

RELAIS 7 - RELAIS 6 :

$L_c = 0,018$ $L_q = 0,033$ $I_{ec} = 47$ $I_{eq} = 14,94$
 $P_c = 0,63.10\%$ $P_q = 0,63.10\%$

RELAIS 4 - RELAIS 5 :

$L_c = 0,025$ $L_q = 0,045$ $I_{ec} = 17,4$ $I_{eq} = 5,5$
 $P_c = 0,13.10\%$ $P_q = 0,13.10\%$

RELAIS 4 - BENI ABBES :

$L_c = 0,014$ $L_q = 0,025$ $I_{ec} = 75,6$ $I_{eq} = 24$
 $P_c = 0,26.10\%$ $P_q = 0,27.10\%$

BENI-ABBES - RELAIS 3 :

$$Lc = 0,023 \quad Lq = 0,04$$

$$Pc = 0,76 \cdot 10^{-4} \%$$

$$Iec = 22,22 \quad Ieq = 7$$

$$Pq = 0,77 \cdot 10^{-3} \%$$

ABADLA - RELAIS 1 :

$$Lc = 0,034 \quad Lq = 0,062$$

$$Pc = 0,1 \cdot 10^{-3} \%$$

$$Iec = 12,7 \quad Ieq = 4$$

$$Pq = 0,1 \cdot 10^{-3} \%$$

Lc, Iec correspondent à Mc

Lq, Ieq correspondent à Mq

-QUALITE PREVISIONNELLE DE LA LIAISON COMPLETE AVEC DIVERSITE D'ESPACE :

$$Pc = 0,00815 \%$$

$$Qc = 99,996 \%$$

$$Pq = 0,011 \%$$

$$Qq = 99,989 \%$$

Poids : Emission RECEPTION Distance (km)	Bechar (700) RELAIS (613)	R1 (613) Abadla (580)	Abadla (580) R2 (630)	R2 (630) R3 (602)	R3 (602) A. HESSE (470)	A. HESSE (470) R4 (480)	R4 (480) R5 (400)	R5 (400) RP (490)	RP (490) R6 (375)	R6 (375) R7 (459)	R7 (459) R8 (325)	R8 (325) R9 (314)	R9 (314) TINIMOUN (290)	
Equipement	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	
Frequence (GHz)	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	
Puissance emise en dBm	25	25	25	25	32	25	32	25	25	25	32	32	25	
Diametre des antennes en m Emiss. Recept	4-4	3-3	3-3	3-3	4-4	3-3	4-4	3-3	3-3	3-3	3-3	3-4	3-3	
Gain de l'antenne emission en dB	36,2	33,7	33,7	33,7	36,2	33,7	36,2	33,7	33,7	33,7	33,7	33,7	33,7	
Gain de l'antenne reception en dB	36,2	33,7	33,7	33,7	36,2	33,7	36,2	33,7	33,7	33,7	33,7	36,2	33,7	
Hauteur des antennes en m	40 70	70 80	80 40	40 55	55 70	70 60	60 75	75 10	10 100	100 100	100 200	200 400	400 30	30 40
Hauteur des pylones en m	45 75	75 85	85 45	45 60	60 75	75 75	75 80	80 15	15 105	105 105	105 205	205 205	205 35	35 45
Pertes Feeders en dB Emiss. Recept 0,24 dB/m	2,8 3	3 3,4	3,4 4,8	4,8 2,8	2,8 2,4	2,4 3	3 3	3 3,2	3,2 0,6	0,6 4,2	4,2 4,2	4,2 4,2	4,2 4,4	4,4 1,4
Atténuations en dB	130,94	130,47	129,76	129,76	132,85	130,24	133,03	124,83	124,45	130	134	132,85	130,24	
Pertes d'ajustage en dB	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	
Puissance Reçue en dBm	-47,74	-48,27	-50,05	-56,94	-52,24	-52,25	-52,34	-60,47	-52,54	-52,54	-52,54	-44,95	-49,44	

RESEAU DE PERFORMANCES des differents bords : BECHAR-TINIMOUN

Bonds	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)	(12)	(13)
Seuil pour un taux d'erreur de 10^{-4} (dBm)	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82
Marge correspondance M_c (dB)	34,26	29,13	31,04	32,04	39,75	29,76	32,77	37,31	36,75	27,6	30,6	37,05	32,56
Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être supérieur à 10^{-4} (P_c)	$0,8 \cdot 10^{-6} \%$	$0,2 \cdot 10^{-10} \%$	$0,51 \cdot 10^{-30} \%$	$0,48 \cdot 10^{-5} \%$	$0,4 \cdot 10^{-30} \%$	$0,1 \cdot 10^{-2} \%$	$0,4 \cdot 10^{-20} \%$	$0,2 \cdot 10^{-14} \%$	$0,11 \cdot 10^{-10} \%$	$0,15 \cdot 10^{-20} \%$	$0,46 \cdot 10^{-20} \%$	$0,8 \cdot 10^{-34} \%$	$0,54 \cdot 10^{-30} \%$
Qualité prévisionnelle de la liaison complète (Q_c) Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être $\leq 10^{-4}$ sur $\alpha = 10$	$P_{cT} = 0,0125 \%$ $Q_c = 99,987 \%$												
Seuil pour un taux d'erreur de 10^{-6} (dBm)	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77
Marge correspondance M_g (dB)	29,16	24,13	26,04	27,04	34,75	24,76	32,77	32,31	31,75	22,6	25,6	32,05	27,56
Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être supérieur à 10^{-6} (P_g)	$0,24 \cdot 10^{-20} \%$	$0,42 \cdot 10^{-10} \%$	$0,19 \cdot 10^{-10} \%$	$0,15 \cdot 10^{-10} \%$	$0,2 \cdot 10^{-10} \%$	$0,32 \cdot 10^{-20} \%$	$0,14 \cdot 10^{-10} \%$	$0,1 \cdot 10^{-30} \%$	$0,2 \cdot 10^{-20} \%$	$0,48 \cdot 10^{-10} \%$	$0,14 \cdot 10^{-10} \%$	$0,2 \cdot 10^{-10} \%$	$0,18 \cdot 10^{-10} \%$
Qualité prévisionnelle de la liaison complète (Q_g) Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être inférieur à 10^{-6}	$P_{gT} = 0,0389 \%$ $Q_g = 99,961 \%$												

ESTIMATION DE LA QUALITE : RECHAR-TIMOUN

Bands: EMISSION RECEPTION Distance	①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	⑧	⑨	⑩	⑪	⑫	⑬
Equipements FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD	FHD
fréquences GHz	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1	2,1
Puissance emise en dBm	25	25	32	32	25	25	25	32	25	32	25	32	25
Diamètre des antennes en m	3 - 3	4 - 3	3 - 3	3 - 3	3 - 3	3 - 3	4 - 4	3 - 3	4 - 4	3 - 3	3 - 3	3 - 3	4 - 4
Gain des antennes Emission en dB	33,7	36,2	33,7	33,7	33,7	33,7	36,2	33,7	36,2	33,2	33,7	33,7	36,2
Gain de Antennes de réception en dB	33,7	33,7	33,7	33,7	33,7	33,7	36,2	33,7	36,2	33,2	33,7	33,2	36,2
HAUTEUR DES ANTENNES en m	30	30	100	100	100	100	75	75	60	60	70	70	55
HAUTEUR DES MÔNES EN M.	35	35-105	105-105	105-105	105	15	15	80	80	75	75	75	65
Pertes Focales en dB	1,8	1,4	4,2	4,2	4,2	4,2	4,1	4,5	0,6	3,2	3,2	3	3
Atténuations en dB	130,24	132,58	134	130	124,95	124,49	132,03	130,24	132,81	129,76	129,76	130,47	131,94
Pertes des triquillages en dB	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4	8,4
Puissance en dBm	-44,4	-51,9	-51,4	-44,4	-45,8	-44,6	-52,3	-45,4	-47,2	-42,9	-50,1	-52,8	-47,7

RESUME DE PERFORMANCES : TITILLON - BECHAM

Bonds	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)	(12)	(13)
Seuil pour un taux d'erreur de 10% (18)	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82	-82
Marge correspondante	30,78	30,78	30,6	34,5	34,75	37,31	31,77	36,76	34,75	39,04	31,00	29,15	34,26
Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être supérieur à 10% (18)	0,20 ³⁰ 10%	0,22 ¹⁰ 10%	0,46 ¹⁰ 10%	0,2 ¹⁰ 10%	0,14 ¹⁰ 10%	0,12 ¹⁵ 10%	0,23 ¹⁵ 10%	0,210 ⁵ 10%	0,17 ¹⁰ 10%	0,17 ¹⁰ 10%	0,12 ¹⁰ 10%	0,13 ¹⁰ 10%	0,8 ¹⁰ 10%
Qualité provisoire de la liaison complète							$P_{18} = 0,0154 \%$ $Q_{18} = 35,384 \%$						
Seuil pour un taux d'erreur de 10% (19)	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77	-77
Marge correspondante	27,86	27,05	25,6	24,5	31,75	32,31	26,77	31,76	27,75	34,04	26,24	24,12	27,16
Pourcentage de temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être supérieur à 10% (19)	0,18 ¹⁰ 10%	0,21 ¹⁵ 10%	0,14 ¹⁰ 10%	0,29 ¹⁰ 10%	0,36 ¹⁰ 10%	0,4 ¹⁰ 10%	0,12 ¹⁰ 10%	0,17 ¹⁰ 10%	0,14 ¹⁰ 10%	0,215 ³⁰ 10%	0,19 ¹⁰ 10%	0,12 ¹⁰ 10%	0,24 ¹⁵ 10%
Qualité provisoire de la liaison complète							$P_{19} = 0,0495 \%$ $Q_{19} = 39,95 \%$						

ESTIMATION DE LA QUALITE DE LA LIAISON COMPLETE

V- PLAN DE FREQUENCES :(1) RAPPELS :

En modulation à 4 phases, la bande passante FI nécessaire est :

$$B_n = k' \frac{1}{2} (\text{débit numérique}) / \text{en hz}$$

k' est un coefficient pratique compris entre 1 et 2 ,

on voit lorsque le débit numérique (donc le nombre de voies) $(\frac{1}{2} B_n)$ croît, B_n croît.

Ceci est un inconvénient des faisceaux Hertzziens numériques, mais cet inconvénient est très largement compensé par la grande résistance au brouillage des faisceaux faisceaux hertziens numériques, ce qui permet une meilleure réutilisation des fréquences et l'utilisation de bandes de garde plus restreintes entre les canaux hertziens adjacents.

Cette résistance au brouillage est d'autant plus grande que, comme il y a généralement régénération à chaque tronçon il n'y a pas de cumul des interférences. On peut réutiliser plusieurs fois la même fréquence au même point et on pourra sans doute, dans un proche avenir transmettre sur le même trajet, deux informations orthogonales.

Tout ceci, fait que, dans un réseau hertzien purement numérique, la grande largeur de bande occupée ne doit pas être un obstacle majeur à la transmission d'un nombre de voies élevé.

(2) PLAN DE FREQUENCES:

Les fréquences recommandées par le C C I R (avis 283-2) sont :

- Bande utile : (1,9 - 2,3 GHz) = 400 MHz

- Fréquence centrale : $F_0 = 2,1$ GHz

- Fréquence inférieure de la bande :

$$F_n = (2100 - 108,5 + 14n)$$

- Fréquence supérieure de la bande :

$$F_n = (2100 + 10,5 + 14n)$$

- Écartement entre canaux = 14 MHz

- Écartement entre fréquence supérieure émission et fréquence inférieure réception = 49 MHz.

- Notre liaison utilise le système 1 + 1, c'est à dire un canal normal et un canal de secours.

La bande utile sera divisée en 6 canaux dont on calculera les fréquences porteuses d'émission et de réception, on répartira ensuite les fréquences suivant un plan de fréquence entre les différentes bandes composant notre liaison.

On a :	$F_n = F_0 - 108,5 + 14n$	Emission
	$F_n = F_0 + 10,5 + 14n$	Réception

On retrouve : $F_0 = 2100$ MHz , $F_m = 1,96$ GHz, $F_n = 2,3$ GHz

$$F_1 = 2005,5 \text{ MHz}$$

$$F'_1 = 2124,5 \text{ MHz}$$

$$F_2 = 2019,5 \text{ MHz}$$

$$F'_2 = 2138,5 \text{ MHz}$$

$$F_3 = 2033,5 \text{ MHz}$$

$$F'_3 = 2152,5 \text{ MHz}$$

$$F_4 = 2047,5 \text{ MHz}$$

$$F'_4 = 2166,5 \text{ MHz}$$

$$F_5 = 2061,5 \text{ MHz}$$

$$F'_5 = 2180,5 \text{ MHz}$$

$$F_6 = 2075,5 \text{ MHz}$$

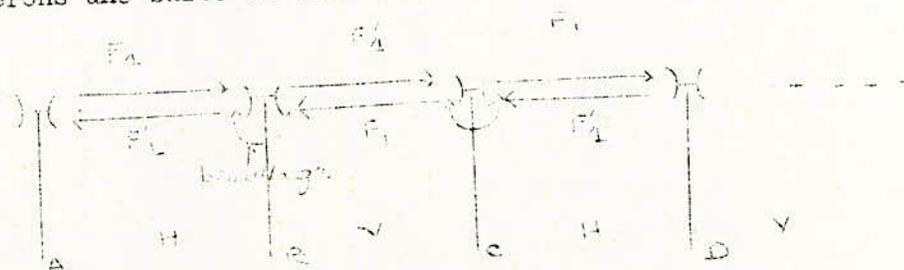
$$F'_6 = 2194,5 \text{ MHz}$$



Il existe deux plans de fréquences utilisés :

a- Plan à 2 fréquences :

considérons une suite de bonds :



Ce plan utilise deux fréquences F_1 et F_1' .

Un relais émet avec F_1 , et reçoit avec F_1' .

Si le premier bond est en polarisation horizontale, le deuxième sera en polarisation verticale et ainsi de suite. Ceci pour protéger les stations relais contre les brouillages des relais adjacents. De plus il faut une protection avant et arrière des antennes du relais.

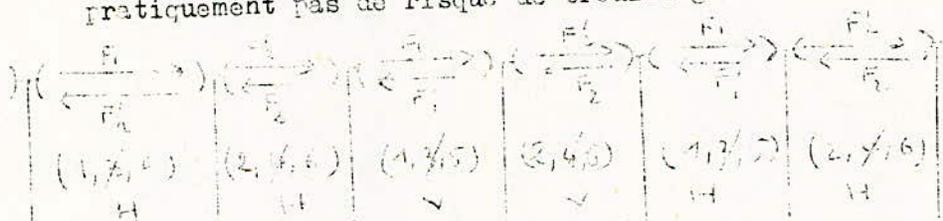
- Cependant la protection apportée par les polarisations et les antennes restent insuffisantes.

Dans notre cas on utilise le plan à quatre fréquences qui offre une meilleure protection par l'utilisation de quatre fréquences pour éviter le brouillage par les bonds adjacents, et par une autre disposition des polarisations qui sont : H, H, V, V, H, H.

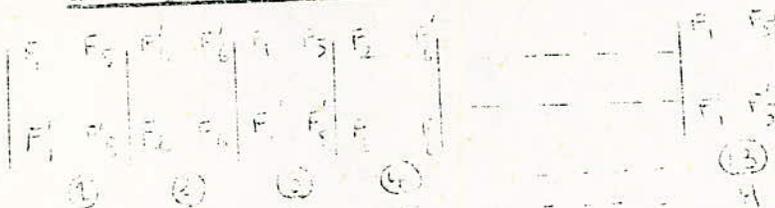
b)- Plan à quatre fréquences :

- On utilise les fréquences impaires pour les bonds impairs et les fréquences paires pour les bonds pairs.

- Ce plan de fréquence permet une protection d'environ 65 db, il n'y a pratiquement pas de risque de brouillage.



Notre plan de fréquence sera :



<u>Canal normal :</u>	$F_1 = 2005,5 \text{ MHz}$	$F_1' = 2124,5 \text{ MHz}$
	$F_2 = 2019,5 \text{ MHz}$	$F_2' = 2138,5 \text{ MHz}$

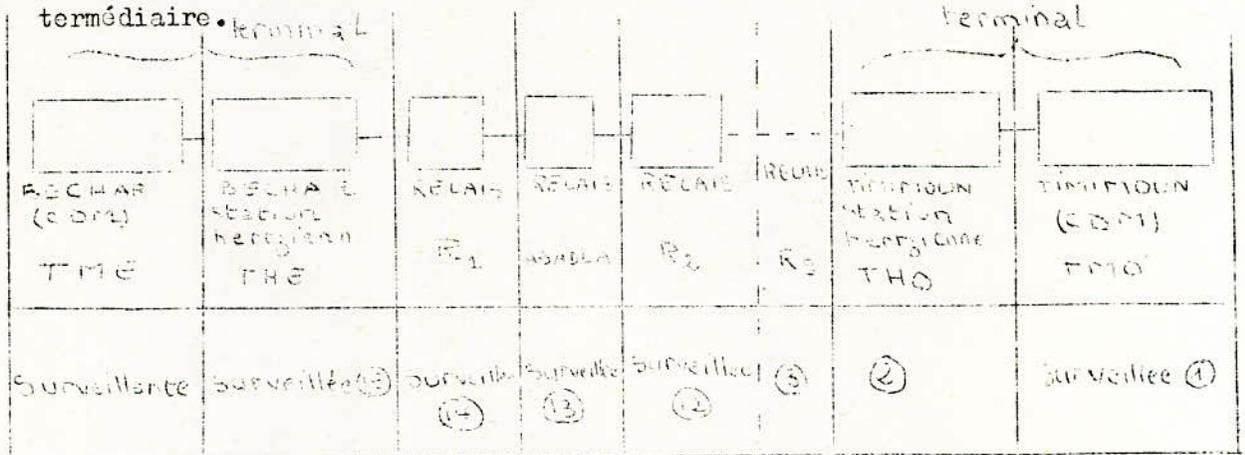
CANAL de Secours :

$F_5 = 2061,5 \text{ MHz}$	$F_5' = 2180,5 \text{ MHz}$
$F_6 = 2075,5 \text{ MHz}$	$F_6' = 2194,5 \text{ MHz}$

VII - EXPLOITATION DE LA LIAISON :

L'exploitation des faisceaux hertziens numériques pose un certain nombre de problèmes spécifiques liés au fait que le signal numérique occupe en général tout le spectre de la bande transmise. Il n'y a pas de possibilité de transmettre un pilote ou de mesurer dans une bande étroite réservée à cet usage. Les critères de commutation sont plus délicats à définir.

- Si l'on veut effectuer une commutation bond par bond ce qui est possible puisqu'en général on régénère à chaque bond, on peut utiliser, en ce qui concerne le niveau reçu, les informations de C A G des récepteurs et une télésignalisation pour indiquer à la station surveillante le nouvel état de la liaison. Si le temps de C A G est assez court devant la vitesse de l'évanouissement (ou de défaillance d'un dispositif d'alimentation par exemple), et si les deux chemins sont suffisamment bien équilibrés en temps de propagation, la commutation peut-être effectuée sans pertes de digît soit après régénération, soit en fréquence intermédiaire.



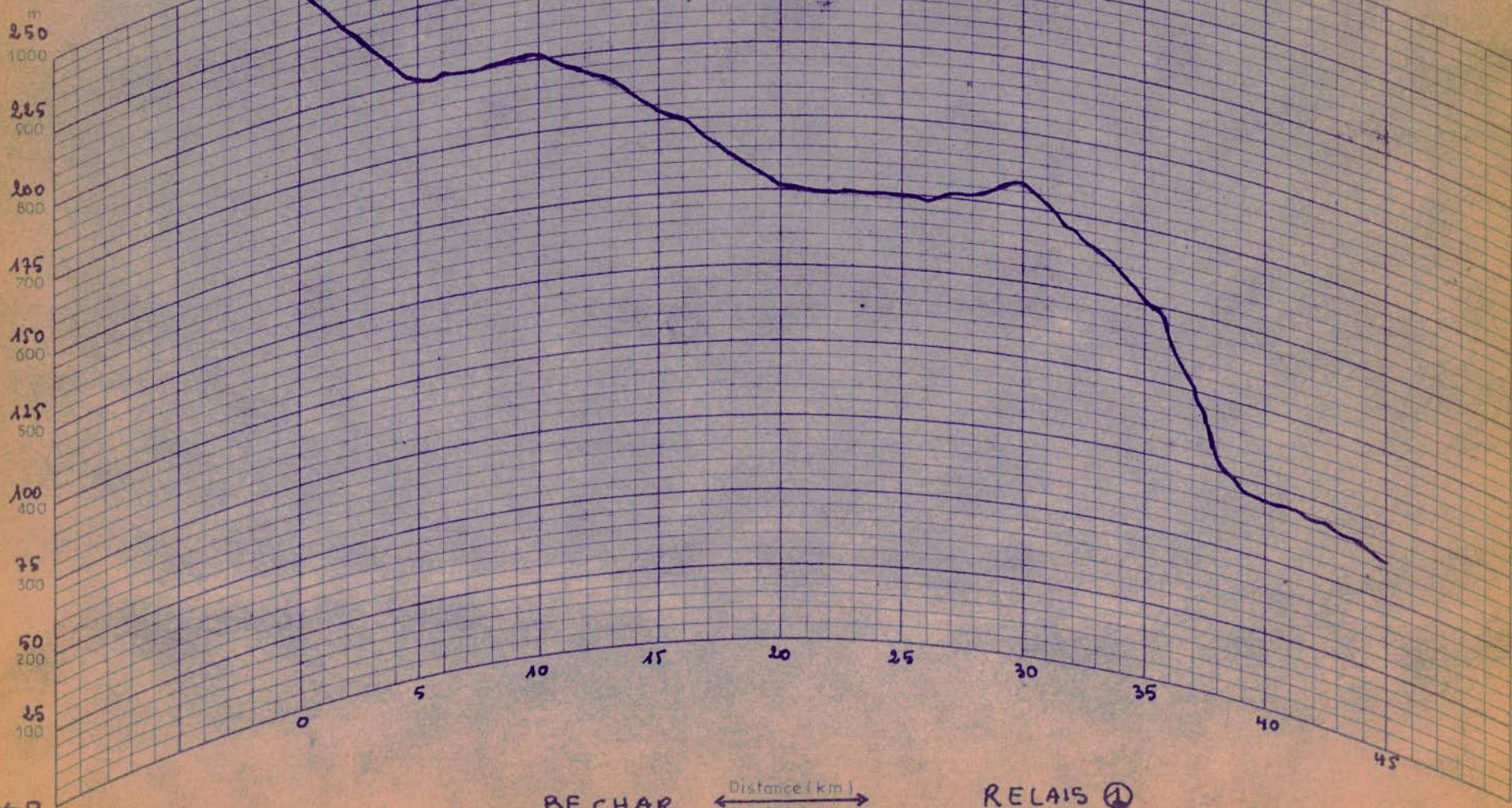
La télésignalisation transmet les informations depuis les stations surveillées jusqu'à la station surveillante de BECHAR.

DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km
Elevation 250 m



550 m ← 0

BE CHAR
Elevation 790 m

Distance (km)
← 45 Km →

RELAIS ①
Elevation 613 m

Bond N° I

DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

PROFILE MAP (1/3 Radius)

Distance 60 Km

Elevation 2500m

m
250

1000

215

900

200

800

175

700

150

600

125

500

100

400

75

300

50

200

25

100

0

5

10

15

20

25

30

35

38

580m ← 0

RELAIS ①
Elevation 613 m

Distance (km)
← 38 Km →

ABADLA
Elevation 580 m

Bond N° II

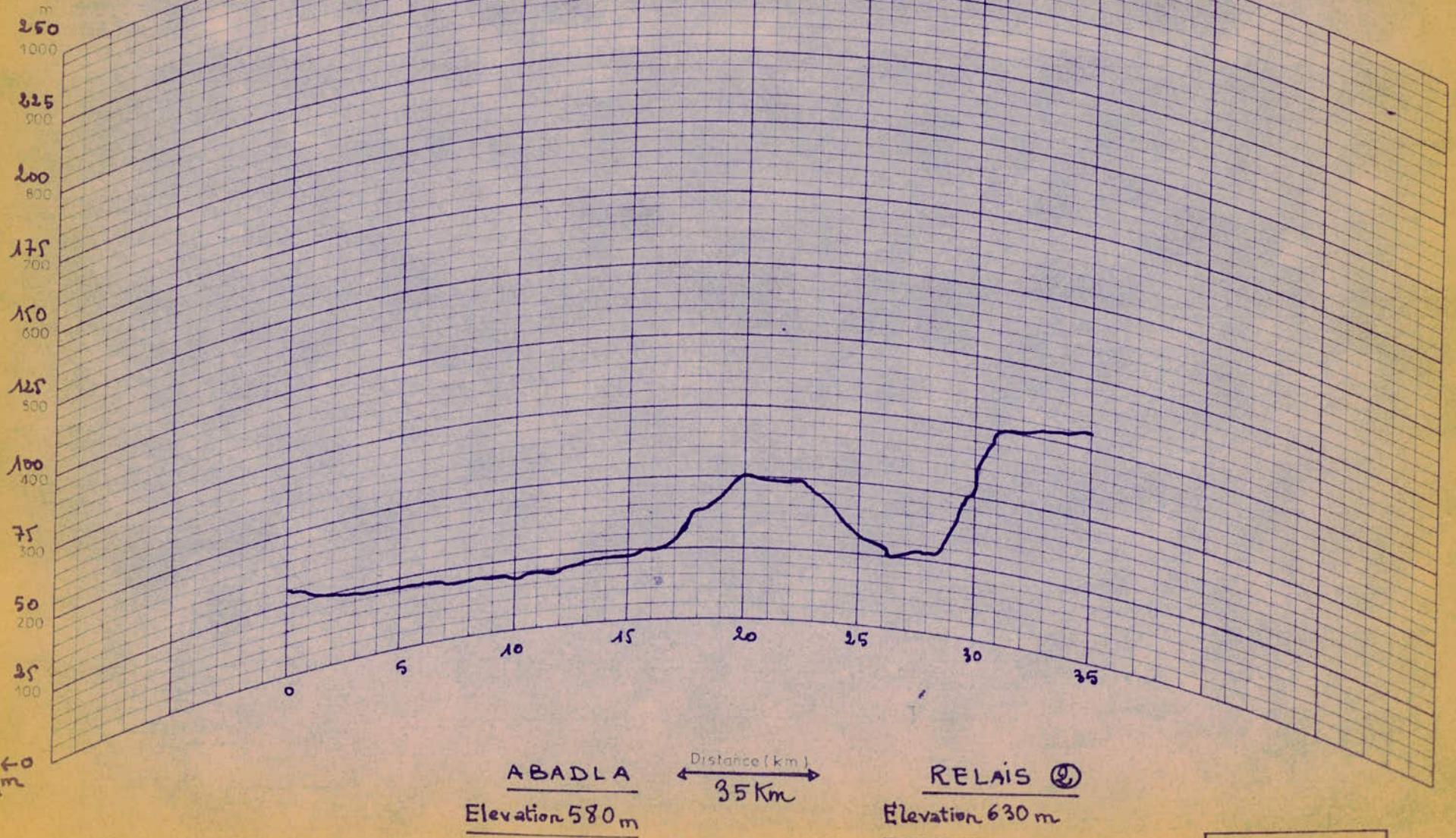
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



Bond N° III

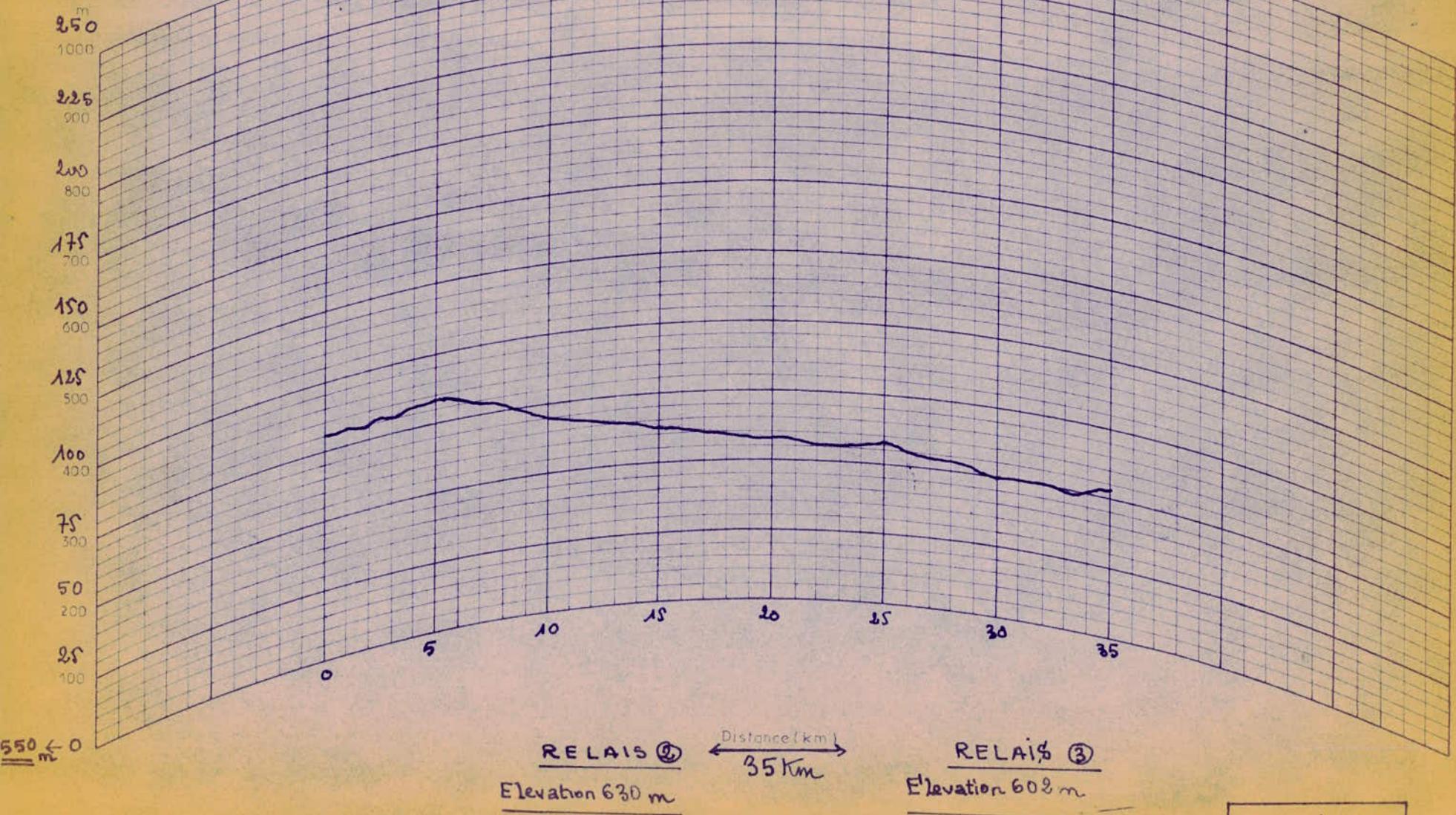
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



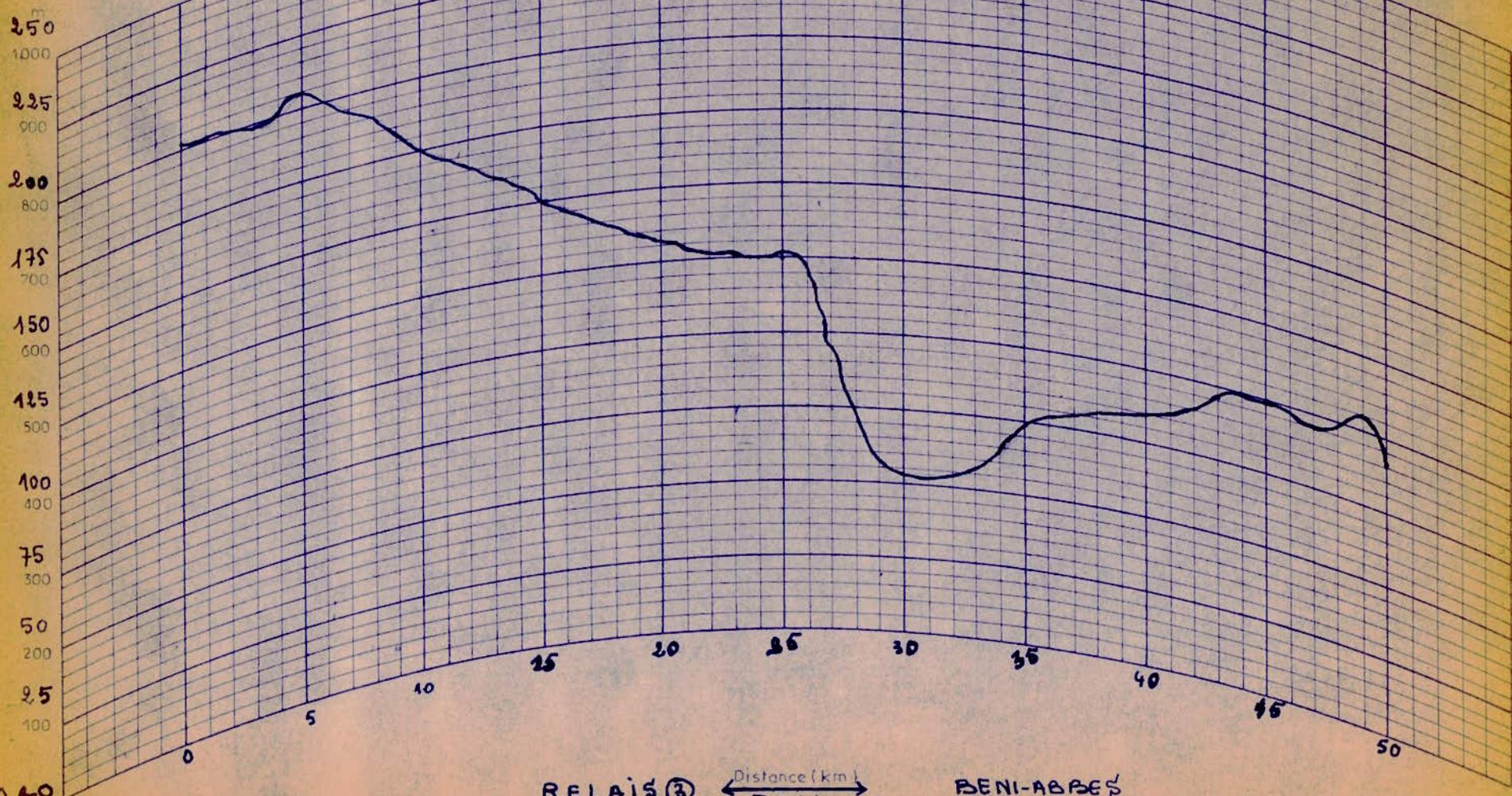
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



400 ← 0
m

RELAIS ③
Elevation 602m

Distance (km)
← 50 Km →

BENI-ABDES
Elevation 490 m

Bond N° V

DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



400 m ← 0

BENI-ABBES
Elevation 490 m

Distance (km)
← 37 km →

RELAIS (4)
Elevation 480 m

Bond N° VI

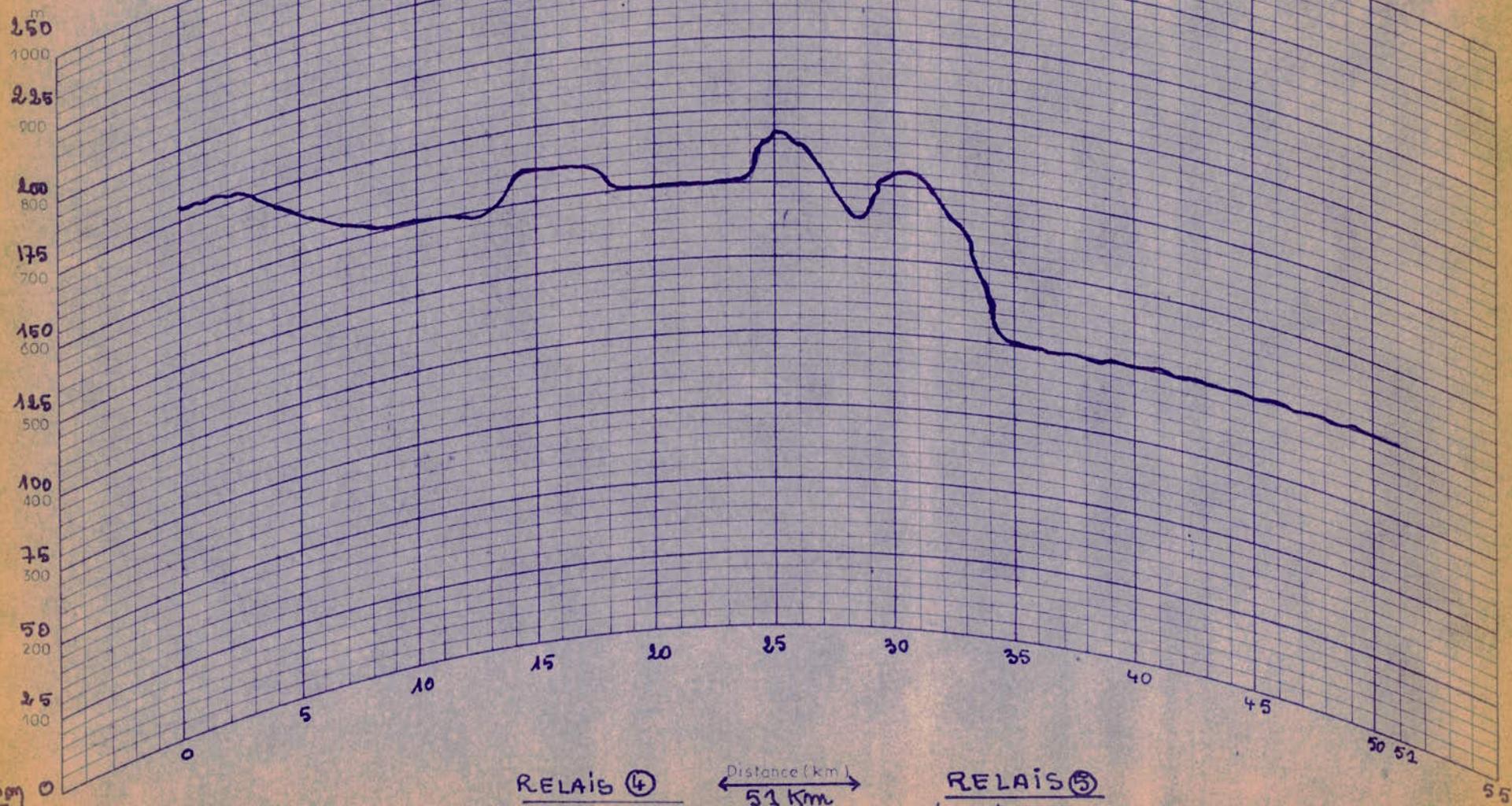
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

PROFILE MAP (4/3 Radius)

Distance 60 Km

Elevation 250m



RELAIS ④
Elevation 480m

Distance (km)
← 51 Km →

RELAIS ⑤
Elevation 400m

Bond N°VII

DISTANCE : 120 km

HAUTEUR : 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m

m
250
1000
225
900
200
800
175
700
150
600
125
500
100
400
75
300
50
200
25
100
0

0 5 10 15 20

RELAIS (E)
Elevation 400 m

Distance (km)
← 20 km →

RELAIS (P)
Elevation 490 m

Bond N° VIII

300 m 0

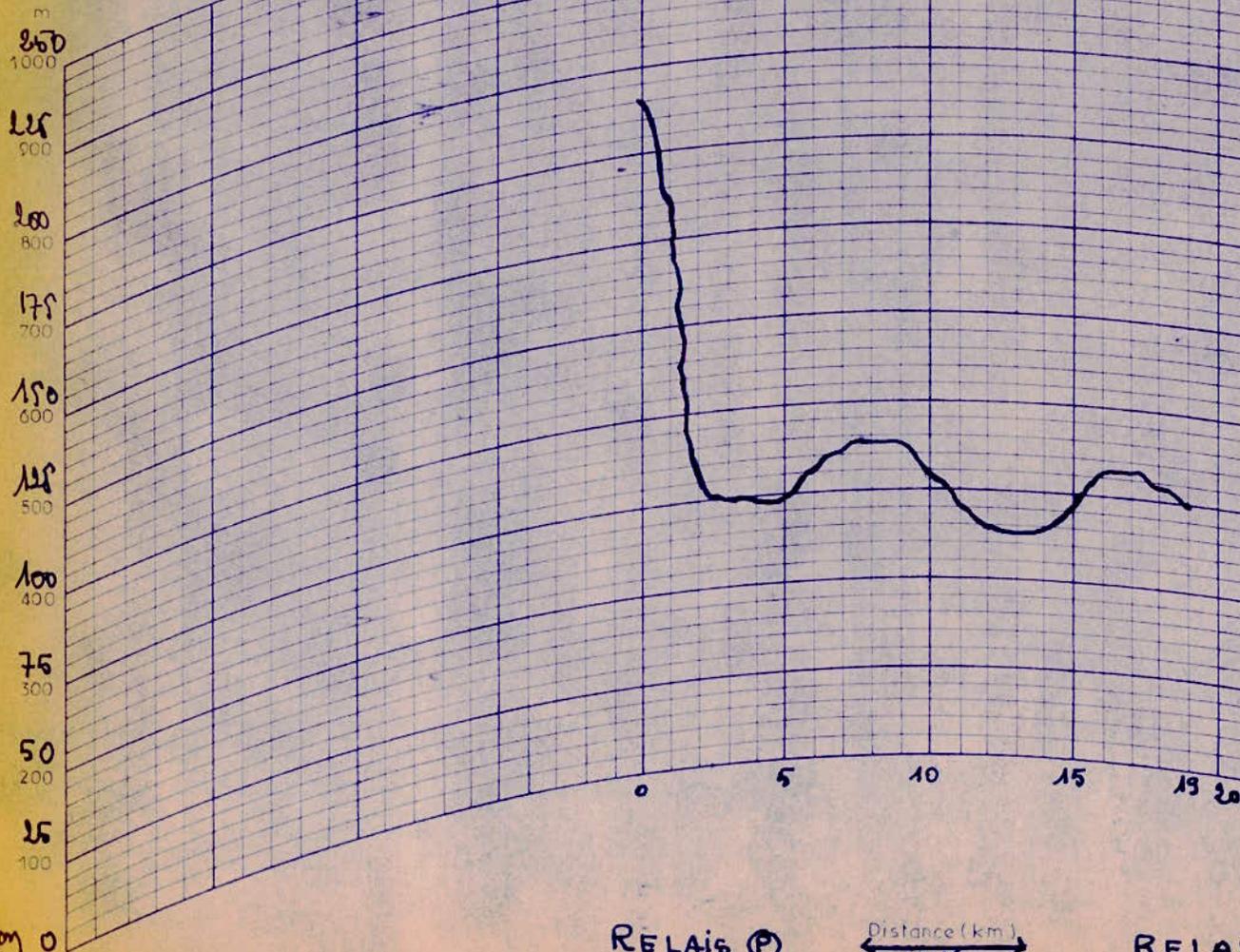
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

PROFILE MAP (4/3 Radius)

Distance 60 Km

Elevation 250 m



RELAIS (P)
Elevation 480m

Distance (km)
← 19 Km →

RELAIS (Q)
Elevation 375m

Bond No IX

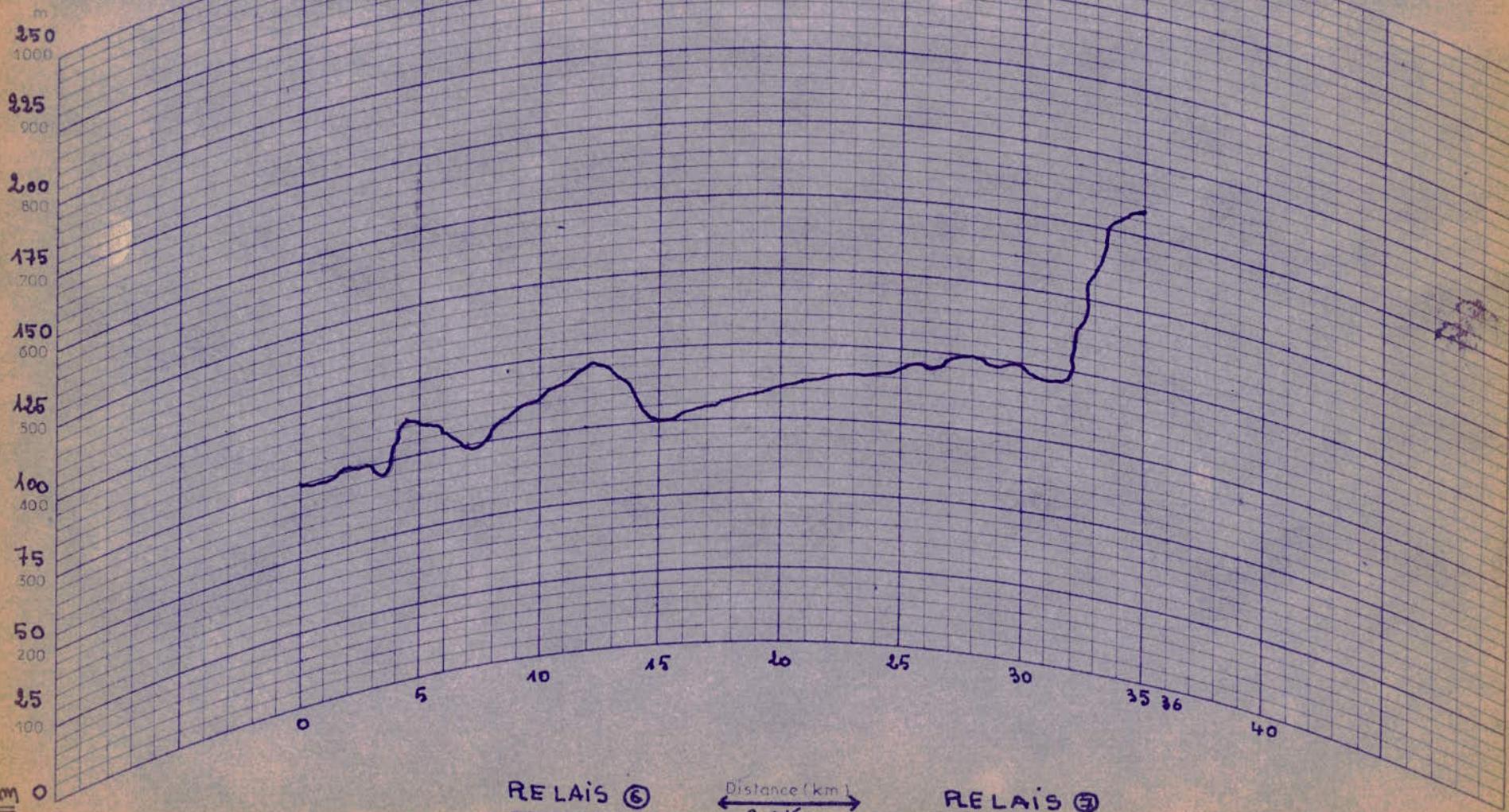
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



RELAIS ⑥
Elevation 375 m

Distance (km)
← 36 Km →

RELAIS ⑦
Elevation 459 m

Bond N° X

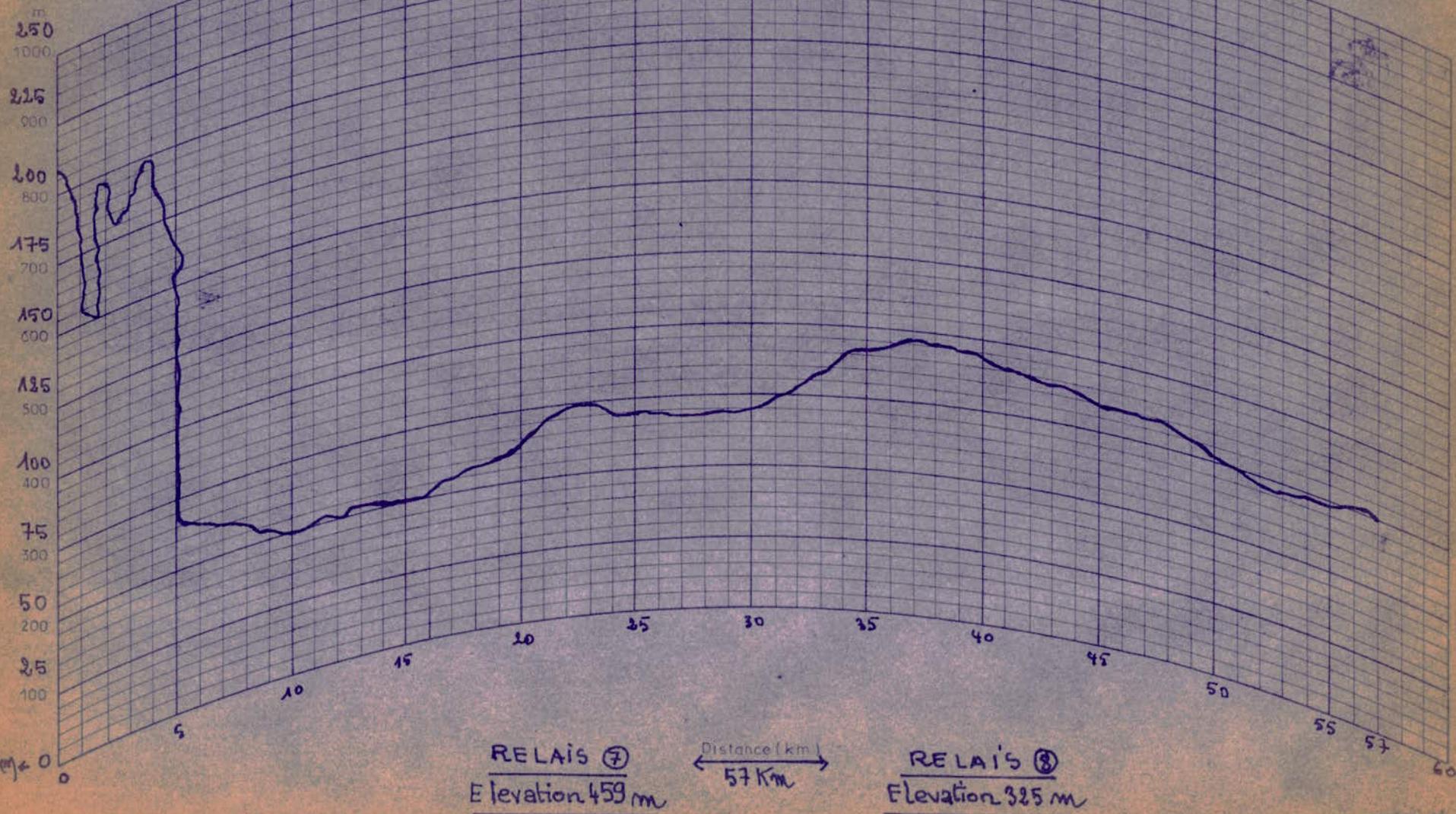
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 km

Elevation 150 m



Bond N° XI

DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



200m + 0

RELAIS ②
Elevation 225 m

Distance (km)
← 50 Km →

RELAIS ③
Elevation 314 m

Bond No XII

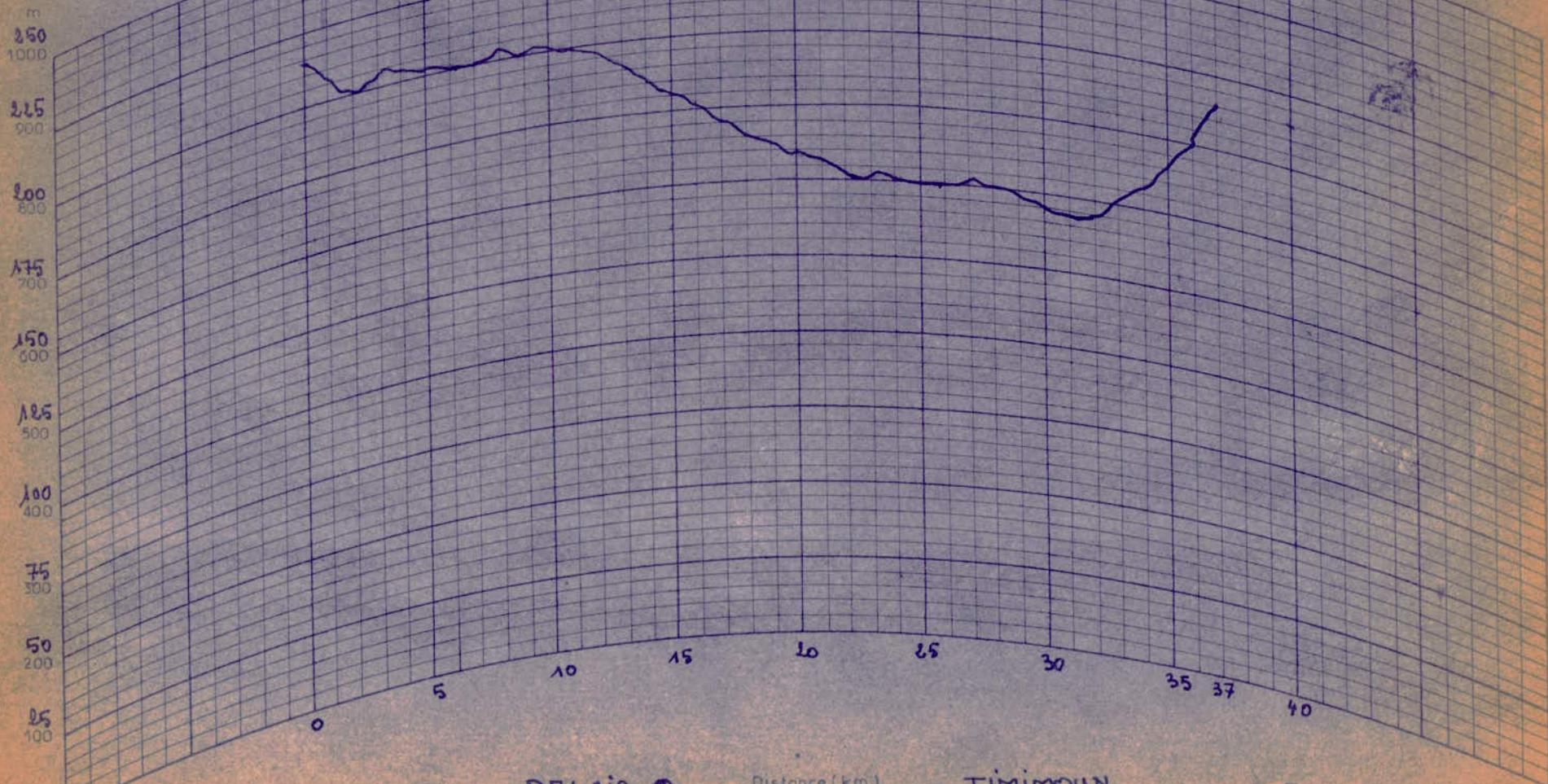
DISTANCE: 120 km

HAUTEUR: 1000 m

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

Distance 60 Km

Elevation 250 m



100 m ○

RELAIS ○
Elevation 314 m

Distance (km)
← 37 km →

TIMIMOUN
Elevation 290 m

Bond No XIII

C O N C L U S I O N

C O N C L U S I O N

La liaison Béchar-Timimoun par faisceaux hertziens numériques présente beaucoup d'avantages :

-On peut accéder facilement au relais qui s'échelonnent le long de la route nationale.

-L'emploi du relais P sur le sommet du col qui se trouve entre les relais 5 et 6 nous a permis de supprimer tout obstacle entre les différentes antennes .

-L'emploi d'un répéteur - régénérateur au relais 8 permet la remise en forme du signal numérique et supprime le bruit de la liaison.

-L'utilisation d'un plan à quatre fréquences nous a permis à supprimer les diaphonies entre vois.

-La situation géographique, de type désertique et montagneuse favorise la propagation.

-Tous les calculs de la liaison ont été faits dans les deux sens de transmission et ont conduit aux résultats suivants:

-Le pourcentage du temps du mois le plus défavorable pendant lequel le taux d'erreur peut être inférieur à 10^{-6} est:

$Q_7 = 99,987\%$ (sens Béchar - Timimoun)
 $Q_8 = 99,95\%$ (pour le sens Timimoun-Béchar)

-L'emploi de la diversité d'espace a permis d'augmenter ce pourcentage et les calculs ont donné après diversité :

$Q_7 = 99,999\%$ (Sens Béchar - Timimoun)
 $Q_8 = 99,989\%$ (Sens Timimoun- Béchar)

Ainsi avec ces résultats, la qualité prévisionnelle de la liaison est assez bonne.

Domaine actuel d'utilisation des F.H.N :

Depuis la mise en service, à la fin de l'année 69 du réseau expérimental équipé d'émetteurs-récepteurs F.H.N assurant la transmission de systèmes MIC, le nombre de liaisons numériques locales, mis en service n'a pas cessé d'augmenter et, offre beaucoup d'avantages.

En effet: - La présentation de l'information sous forme numérique se prêtent facilement à toutes les formes de traitement, développées par l'informatique de calcul, de statistique et de gestion.

-Le système MIC permet l'utilisation massive des circuits intégrés généralement bon marché.

Enfin, associé à la commutation électronique, la transmission numérique permet à la fois une réduction du volume des équipements.

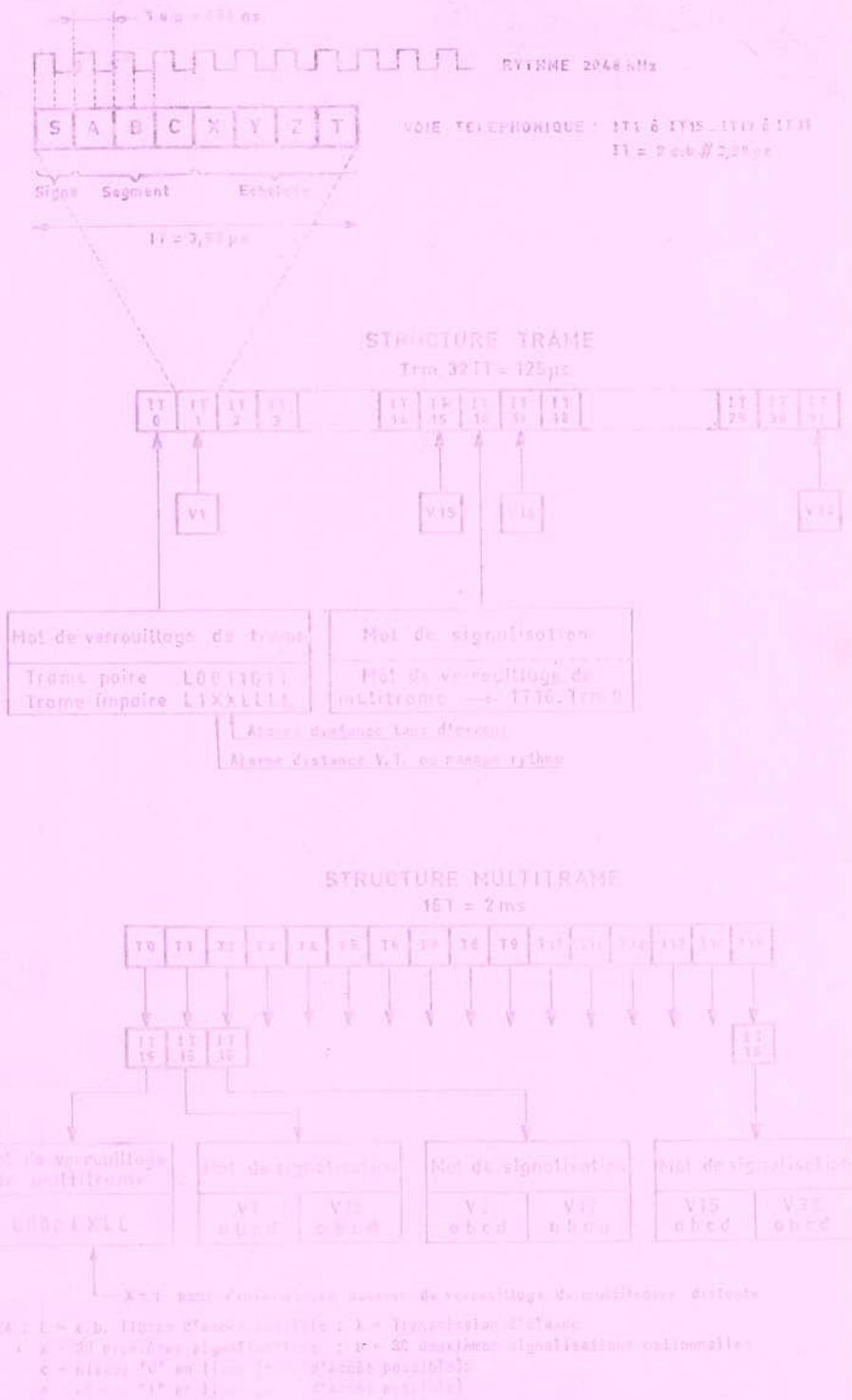
De plus la transmission numérique permet une régénération facile du signal, c'est à dire la qualité de transmission (absence de bruit et de distorsion) ne dépend pas de la longueur de liaison.

OUVRAGES CONSULTES :

- MIO 30 + 2 (STANDARD ELECTRICA JUIN 75)
- TRT TRANSMISSION TELEPHONIQUE (OCTOBRE 72).
- REVUES THOMSON CSF.
- SAT (CARACTERISTIQUES DES FHM AVRIL 71)
- ANNALES DE RADIOELECTRICITE GROUPE CSF JANVIER 66
JUILLET 65
- SOTELEC : TRANSMISSIONS NUMERIQUES (DECEMBRE 75).

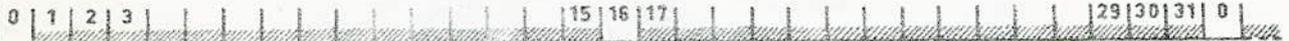
PLANCHE 1

Structure de la trame et de la multitrame

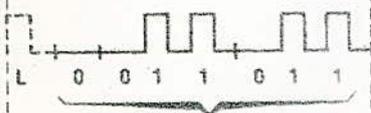


Trame = 125µs

Intervalles de temps voies téléphoniques

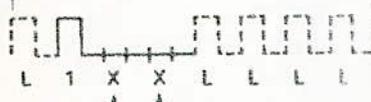


IT0



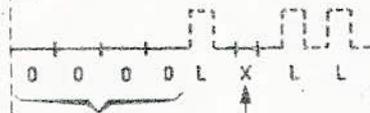
Mot de verrouillage de trame

Alternativement



Alarme distante taux d'erreur
Alarme distante VT ou Mq horloge

IT16

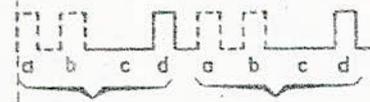


Mot de verrouillage de multitrame

X=1 pour alarme de multitrame distante



Signal. V1 Signal. V16



Signal. V2 Signal. V17



Signal. V15 Signal. V30

NOTA

Multitrame = 16 trames = 2 ms

