

UNIVERSITE D'ALGER - HOUARI BOUMEDIENE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

1/81

الدراسة لمرحلة لعلوم الهندسية
جامعة الجزائر
الهندسة
NAT
ANIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

INTRODUCTION DE LA COMMUTATION
ELECTRONIQUE TEMPORELLE
DANS LE
RESEAU TELEPHONIQUE D'ALGER

8 Planches.

الدراسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Sujet proposé par :

Mr MAHIDDINE Said
Ingénieur d'Etat
Ministère des P. et T.

Etudié par :

MM : AKLI M.
MEZINE A.

FEVRIER 1981

UNIVERSITE D'ALGER - HOUARI BOUMEDIENE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

INTRODUCTION DE LA COMMUTATION
ELECTRONIQUE TEMPORELLE
DANS LE
RESEAU TELEPHONIQUE D'ALGER

الدراسة لروضة العلوم الهندسة

الكهربائية

UNIVERSITE D'ALGER - HOUARI BOUMEDIENE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Sujet proposé par :

M^r MAHIDDINE Said
Ingénieur d'Etat
Ministère des P. et T.

Etudié par :

MM : AKLI M.
MEZINE A.

FEVRIER 1981

On ne saurait concevoir la vie et le fonctionnement de l'économie dans un pays moderne sans l'existence de moyens de pouvoir communiquer rapidement et à tout moment, non seulement avec n'importe quel point du pays, mais aussi avec l'extérieur. C'est dans ce but qu'il est nécessaire de pourvoir le pays d'un réseau de télécommunications moderne, faisant appel aux techniques les plus avancées et visant, en particulier, à généraliser l'installation du téléphone automatique y compris dans les plus petites localités.

Faire de la capitale un symbole de la souveraineté nationale restaurée et une grande métropole économique d'un pays en plein développement c'est aussi de la doter d'un réseau téléphonique plein potentiel.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier vivement et en premier lieu notre promoteur M. MAHIDDINE Saïd, ingénieur d'Etat au ministère des P et T d'avoir déployé tant d'efforts pour nous guider dans notre travail, mis à notre disposition toute une documentation si riche, et facilité notre accès dans les services commutation et transmission de l'Administration des P et T.

Nos remerciements les plus sincères vont aussi à M. BELGACEM sous-directeur commutation au ministère des P et T de nous avoir bien accueillis dans ses services.

Nous exprimons aussi nos remerciements à tous les chefs de centre "centraux téléphoniques d'Alger" ainsi qu'au chef de centre et personnel du CEL Bordj-El-Kifan pour l'accueil qui nous a été réservé durant notre passage chez chacun d'eux.

Nos remerciements s'adressent aussi à tous les responsables et personnel du service formation et école centrale au ministère des P et T.

Nous remercions également Melle. BENNARA, MM. TAIR, ICHIR, TARBAOUI, MADJID et TAAM pour nous avoir aidés dans la confection de ce document.

Que tous les enseignants qui ont contribué positivement à notre formation trouvent ici l'expression de notre gratitude.

D E D I C A C E S

- A la mémoire de mon père et tante tombée au champ d'honneur
- A ma mère et grand mère pour leur sacrifice
- A ma soeur, son mari et ses enfants
- A ma femme
- A mes beaux-parents
- A mes amis

AKLI Mokrane

- A la mémoire de mes grands parents
- A mes parents pour leur sacrifice
- A mes oncles et tantes
- A mes frères et soeurs
- A mes cousins, cousines
- A ma femme
- A ma fille
- A mes beaux-parents
- A mes amis.

MEZINE Ahmed

CHAPITRE I

1ère PARTIE

I- Commutation téléphonique	1
1- Introduction	
2- Le réseau local	
3- Les technologies de commutation	3
3-1. La commutation manuelle	
3-2. La commutation automatique	
3-2-1. Systèmes rotatifs	
3-2-2. Les systèmes CROSS-BAR	
3-2-3. Les systèmes électroniques	7

CHAPITRE II

Systèmes de commutation - Commandes respectives	9
1- Classification des systèmes de commutation	
2- Types de commutateurs	
2-1. Commutateurs analogiques	
2-2. Commutateurs numériques	
3- Procédés et structure de commande	11

CHAPITRE III

I- Les services offerts par un commutateur téléphonique	14
I-1. Commutation urbaine	
I-2. Commutation interurbaine	
I-3. Commutation rurale	
I-4. Commutation internationale	
II- Fonctions d'un autocommutateur	15
II- 1. Les différents types d'appel traités par un autocommutateur	

CHAPITRE IV

<u>TRAFIC TELEPHONIQUE</u>	16
----------------------------------	----

I- Introduction	
II- Trafic téléphonique - Définition	
2-1. Volume du trafic	
2-2. Intensité du trafic	
III- Qualité de service	
3-1. Définition	
3-2. Probabilité de perte	
3-3. Probabilité d'attente	
3-4. Valeurs usuelles	
IV- Formule d'Erlang	17
4-1. Systèmes à perte	
4-2. Systèmes à attente	
V- Variations cycliques du trafic - Dimensionnement	

CHAPITRE V

Organisation et mise en oeuvre des réseaux téléphoniques	19
--	----

I- Acheminement et routage	
I-1. Acheminement	
I-2. Routage	
II- Structure du réseau	
II-1. Division en zones	
II-2. Hiérarchisation des centres	
II-3. Règles d'acheminement	
III- Numérotage	21
III-1. Système de numérotage	

IV- Plan de transmission	22
IV-1. Objet d'un plan de transmission	
IV-2. Les contraintes internationales	
V- Plan de taxation	25
V-1. Introduction	
V-2. Mode de taxation	
V-3. Mode de facturation	
V-4. Influence de la tarification sur le trafic	
 <u>CHAPITRE VI</u>	
Signalisation et synchronisation	26
I- Signalisation	
I-1. Les principales informations transmises en téléphonie	
I-2. Echanges d'informations sur une ligne d'abonné	
I-3. Echanges d'informations entre deux autocommutateurs	
I-4. Les systèmes de signalisation voie par voie	
II- Synchronisation	30
2ème partie	
CHAPITRE VII	
TRANSMISSION TELEPHONIQUE	31
I- Introduction	
II- Circuits téléphoniques	
II-1. Impédance et équivalent	
II-2. Circuits deux fils - Circuits quatre fils	
III- Transmission en fréquences vocales - Transmission par multiplexage	
III- 1. Multiplexage analogique par répartition en fréquence	
IV- Système de multiplexage par répartition dans le temps	34
V- Défauts de la transmission	
VI- Considérations en numérique	
VI-1. Dégradations des performances en MIC	
VI-2. Facteur de qualité au niveau du réseau	38
CHAPITRE VIII	
Transmission numérique sur câbles	40
+ I- Synoptique d'une liaison numérique	
+ II- Terminal de ligne	
+ III- Code en ligne	
IV- Perturbations apportées par le support	
V- Câbles utilisés en transmission numérique	
V-1. Types de câbles couramment	
V-2. Impédance caractéristique et affaiblissement	43
VI- Implantation des répéteurs-Régénérateurs	
VI-1. Dépupinisation des câbles	
VI-2. Le signal à l'entrée du répéteur-régénérateur	
VI-3. Préampli-correcteur et diagramme de l'oeil	
VII- Bruit impulsif d'origine diaphonique	
VIII- Limite du bruit admissible à la sortie du préampli-correcteur du répéteur-régénérateur	45
IX- Diaphonie entre liaison MIC	47
I- Paradiaphonie	
2- Télédiaphonie	
3- Propriétés comparées des bruits de paradiaphonie et de télédiaphonie	
4- Mesure de la diaphonie et résultats	

CHAPITRE IX 57

Choix des quartes et paires pouvant être affectées à la transmission MIC dans les câbles.

I- Câbles urbains à quartes en étoile et combinées

- I-1. Types de câbles considérés
- I-2. Choix des quartes MIC

3ème PARTIE

CHAPITRE X 60

Stratégie d'introduction des techniques numériques dans le réseau téléphonique d'Alger

I- Facteurs ayant une influence sur la numérisation d'un réseau téléphonique

II- Différentes manières d'introduction des techniques numériques dans un réseau existant 63

- Dimensionnement des centraux urbains et suburbains 66
- Choix des itinéraires des câbles spéciaux
- Situation des liaisons numériques : systèmes à 8 Mbit/s
- Liaisons numériques à 2 Mbit/s entre centraux C.B. et CIDA
- Liaisons numériques directes entre centraux C.B. et temporels.

Conclusion

I- Commutation téléphonique

1- Introduction

La transmission de la voix humaine à distance a été étudiée bien avant les applications de l'électricité qui l'ont rendue universelle.

D'après M. BRAULT (histoire de la téléphonie), le premier écrit faisant allusion au téléphone serait du physicien anglais HOOKE et remonterait à 1667. "Il n'est pas impossible, avançait HOOKE, d'entendre un bruit à grande distance, car on y est déjà parvenu, et l'on pourrait même décupler cette distance sans qu'on puisse taxer la chose d'impraticable".

On fait remonter à la même année l'invention du téléphone à ficelle qui, aux dires des contemporains, aurait inondé les places et les boulevards des villes d'Europe comme simple jouet). Ces téléphones comprenaient, à chaque extrémité, un tube de forme canonique formé par une membrane tendue, en parchemin, au milieu de laquelle était fixée la ficelle destinée à les relier.

La téléphonie acoustique, premiers tâtonnements des chercheurs, ne pouvait triompher de la distance. Par rapport au téléphone moderne, elle figure parmi les curiosités historiques, au même titre que les essais de télégraphie tentés avec les machines productrices d'électricité statique.

Bénéficiant des applications de l'électricité au télégraphe, particulièrement de l'électro-magnétisme, très rapidement les savants s'orientèrent vers l'étude de ces phénomènes, en vue de les faire servir à la reproduction de la parole à distance.

Un hasard heureux avait conduit GRAHAM Bell à Boston (Etats-Unis) à étudier les rapports entre les sons produits et leur représentation graphique. C'est au cours de ces recherches qu'il découvrit les courants ondulatoires à l'origine de la transmission de la parole par la voie électrique. Ainsi le poste téléphonique a connu sa naissance officielle le 10 mars 1876.

2- Le réseau local téléphonique

Dans les premiers temps du téléphone, le réseau était constitué sur le principe que chaque abonné avait des lignes individuelles le reliant à chacun des autres du réseau. Pour interconnecter n points deux à deux, il faut établir $n(n-1)$ liaisons. C'est ainsi que s'il y avait n abonnés au téléphone, chacun d'eux devrait disposer de $n-1$ appareils reliés par $n-1$ lignes aux $n-1$ autres abonnés. La situation deviendrait difficile quant à l'investissement en appareils et lignes quand n augmenterait.

Pour pallier aux nombreuses difficultés, dans une première étape on avait pensé à installer un seul poste chez chacun des abonnés auquel on ajoute un commutateur de lignes. Ainsi lorsqu'un abonné désirait appeler un autre abonné, il devait d'abord sélectionner la ligne du poste de son correspondant et ce, à l'aide de son commutateur. Ce n'était qu'après cette sélection que l'appel et la conversation avaient lieu. Une batterie individuelle dans chaque poste téléphonique fournissait le courant d'alimentation nécessaire au microphone du poste (système à batterie locale).

Cette forme de réseau appelée "réseau polygonal" a ses limites pratiques et économiques, du fait que le nombre d'abonnés croît. Pour un réseau de dix abonnés, il faut 45 lignes de liaison.

Dans une deuxième étape, on a songé à la constitution d'un réseau d'abonnés plus rationnel du point de vue économie.

Cette constitution est, par conséquent, que chaque abonné possède une ligne unique qui est reliée à un "central téléphonique", bâtiment abritant un équipement appelé "Commutateur".

Dans ce type de réseau, appelé réseau en étoile, l'opération de sélection est transférée à ce commutateur téléphonique central. L'abonné demandeur annonce le numéro de l'abonné désiré, soit verbalement à une téléphoniste (opératrice) dans un central manuel, soit au moyen d'un cadran dans un central automatique.

3- Les technologies de commutation

3-1. La commutation manuelle

On parle de commutation manuelle, lorsqu'on dispose d'un commutateur faisant appel à l'intervention humaine pour l'établissement de communications entre abonnés. Dans un tel système, une opératrice se tenant devant un tableau répond aux appels des abonnés, établit les communications demandées à l'aide d'un cordon et les libère quand la communication est terminée. Au fur et à mesure que le téléphone se répandait, le besoin de tableaux pouvant desservir de plus en plus d'abonnés se faisait sentir. On s'employa donc à miniaturiser les équipements d'abonnés et à les faire desservir non plus par une seule, mais par un groupe d'opératrices.

A partir du moment où une seule opératrice ne suffit pas pour établir les communications demandées par les abonnés raccordés à son tableau de Jacks, il convient de trouver des solutions pour que plusieurs opératrices s'entraident. Une première solution consiste à répartir les abonnés en petits groupes (200 par exemple) raccordés sur une position appelée standard desservi chacun par une opératrice. Lorsqu'un abonné d'un groupe demande un abonné d'un autre groupe, l'opératrice peut enficher son Jack sur le tableau voisin ou sur un Jack de renvoi vers une position plus éloignée: pour établir une communication, il faudra alors qu'interviennent deux opératrices. Les limites de cette solution sont rapidement atteintes et on ne peut aussi desservir que quelques centaines d'abonnés.

Une autre solution consiste à affecter plusieurs opératrices à un même groupe d'abonnés pour un "multiplage", c'est-à-dire en raccordant une même ligne d'abonné sur plusieurs Jacks appartenant à des positions différentes. Les meubles de ce type sont appelés multiples. Ils permettent de desservir, avec l'intervention d'une seule opératrice par communication, de l'ordre de 10.000 abonnés

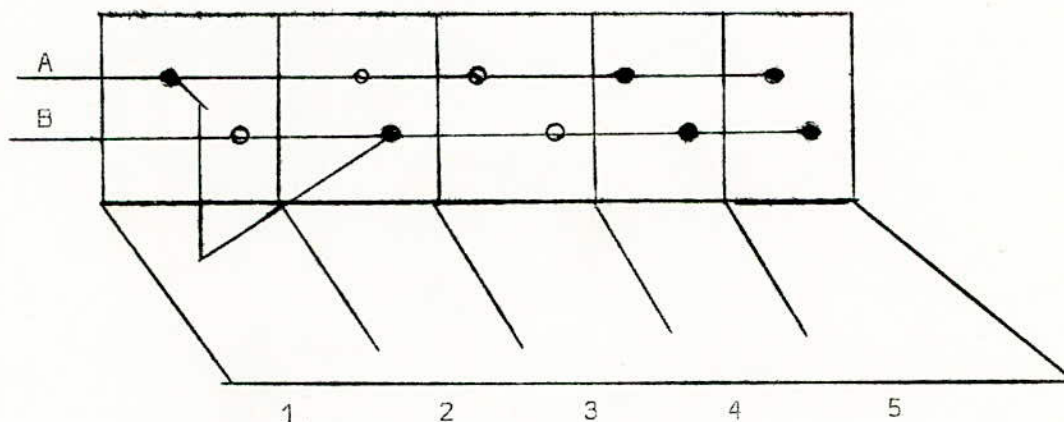


Fig. 3- Principe d'un multiple.

3-2. La commutation automatique

3-2-1. Systèmes rotatifs

a) Le système Stro^wger

L'exploitation manuelle ne comportait pas que des avantages. Un entrepreneur de pompes funèbres de Kansas City aux Etats-Unis, ALMON B. Stro^wger en fit l'expérience à ses dépens. Il s'aperçut en effet qu'à l'occasion d'un

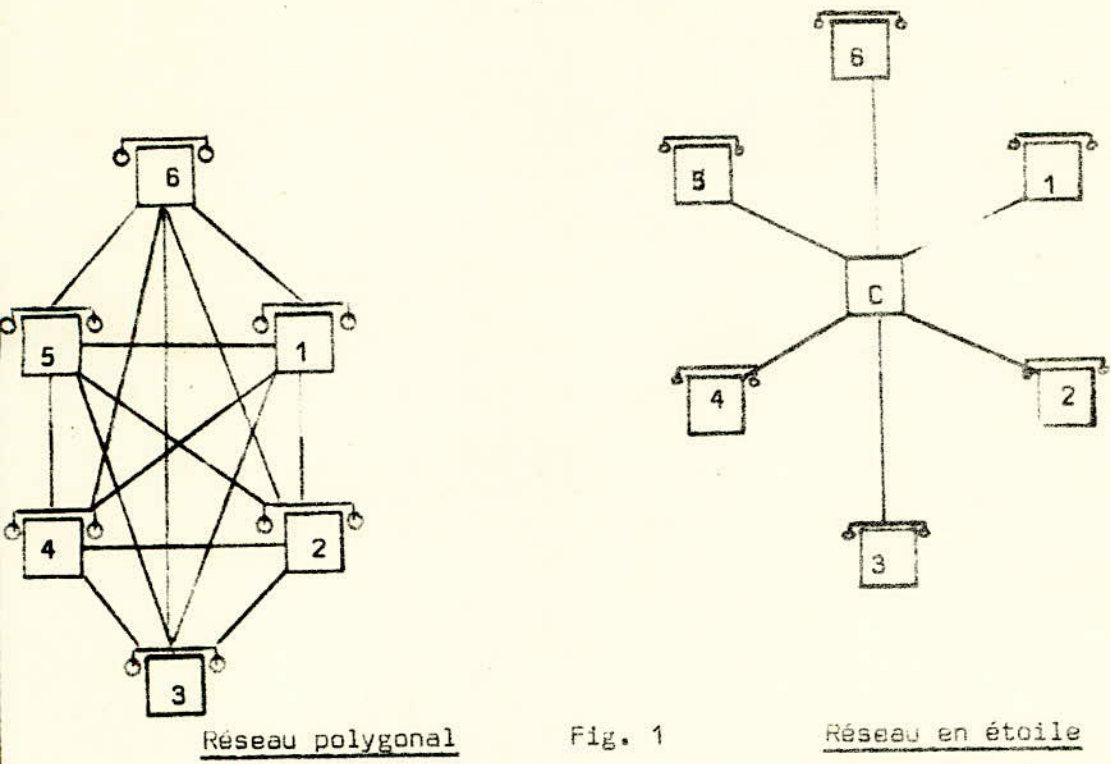


Fig. 1

Dans les systèmes téléphoniques modernes, le soin de fournir le courant d'alimentation au microphone du poste a été transféré au central téléphonique. C'est ce que l'on appelle le système à batterie centrale. La zone couverte par un central téléphonique local est limitée par le coût des câbles souterrains (câbles à paires de distribution), formant les lignes bifilaires d'abonné. Quand une communauté se développe, il devient plus économique de diviser les abonnés en plusieurs centraux locaux, de manière à éviter d'avoir des lignes d'abonné extrêmement longues reliés à un central unique. Entre les centraux locaux, on utilise des lignes de jonction, pour permettre le trafic entre les abonnés de différents centres.

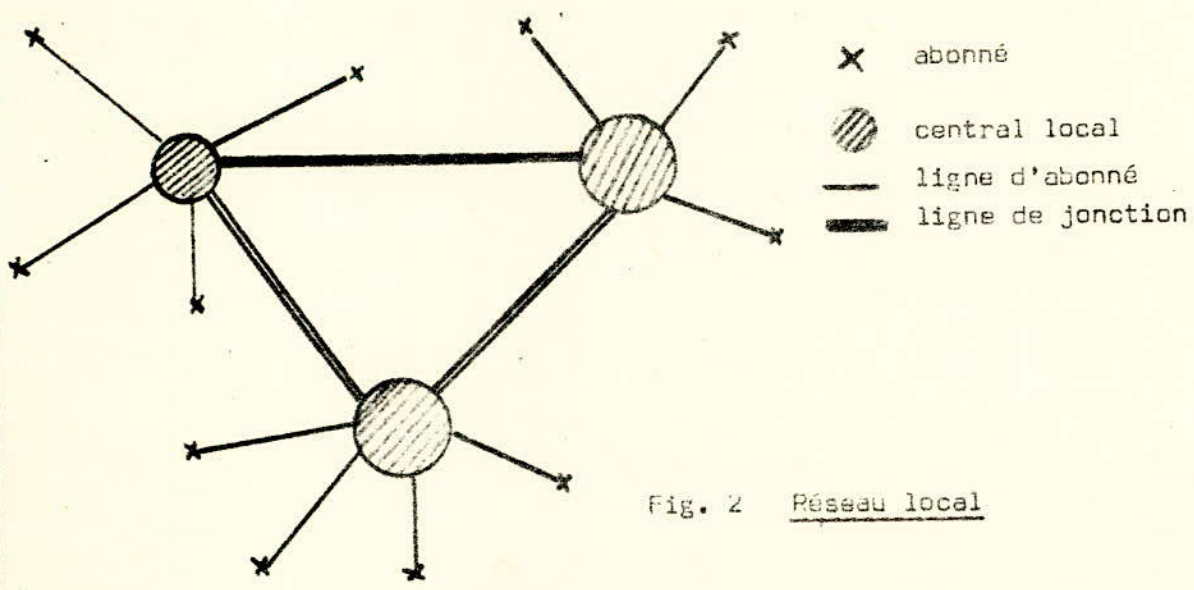


Fig. 2 Réseau local

décès, les abonnés qui faisaient appel à son entreprise étaient aiguillés vers ses concurrents par les opératrices, ce qui constituait pour lui un manque à gagner considérable. Il résolut donc de se passer d'opératrices, déposa des brevets et réalisa des commutateurs automatiques ou autocommutateurs qu'il mit en service et perfectionna. Son brevet de base fut déposé en 1889, et le premier autocommutateur fonctionna le 3 novembre 1892 à la Porte (Indiana).

Le système Strowger repose sur un principe de sélection. Chaque abonné est relié à un sélecteur qui choisit un cadran parmi 100 lorsque l'abonné décroche son combiné. Puis quand l'abonné compose le premier chiffre du numéro qu'il veut obtenir, chaque impulsion émise par le cadran provoque l'ascension d'un niveau du sélecteur relié au cordon (10 niveaux de sorties possibles).

L'abonné compose alors son deuxième chiffre qui provoque de même la translation du sélecteur relié à cette sortie puis la recherche d'un niveau libre, et ainsi de suite jusqu'à la connexion à l'abonné demandé. On dit qu'on a un commutateur pas à pas.



Fig. 4. Principe d'un commutateur pas à pas

b) Systèmes à enregistreurs

Dans un tel système, lorsque l'abonné décroche, il est connecté par l'intermédiaire d'un étage dit de "présélection" à un cordon libre; celui-ci est alors connecté par un étage appelé "chercheur d'enregistreurs" à un enregistreur. Ce dernier est chargé, comme son nom l'indique, d'enregistrer le numéro de l'abonné demandé dont le préfix est présenté à un organe commun à plusieurs enregistreurs, le "traducteur", qui donne à l'enregistreur les informations pour acheminer l'appel dans le commutateur du demandeur et, le cas échéant, dans un ou plusieurs commutateurs distants.

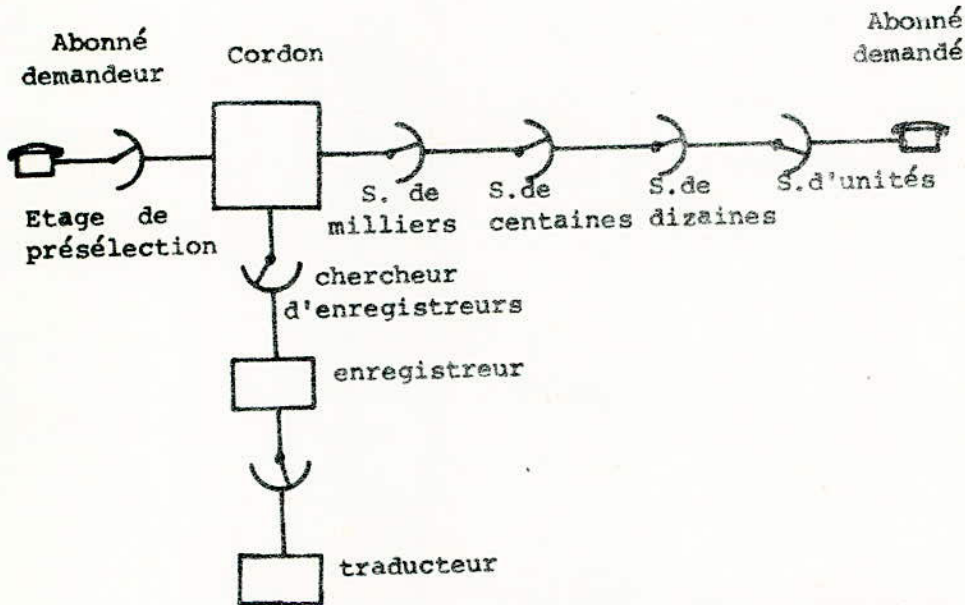


Fig. 5 Principe d'un commutateur à enregistreur.

les systèmes à enregistreurs ont été équipés de sélecteurs rotatifs dérivés du sélecteur Strowger mais présentant des particularités.

On peut citer les trois principaux :

- le sélecteur R6 (rotatif 1926) et un sélecteur rotatif pouvant connecter une entrée sur 51 sorties (50 sorties normales plus une position d'arrêt). Ce sélecteur est venu équiper des centraux dits type R6, qui dans leur première phase étaient pas à pas, puis à enregistreurs, pour finir en R6 N1 et R6 N2 (normalisé 1, normalisé 2),

- le sélecteur Rotary est un sélecteur rotatif à 30 sorties qui comporte 10 bancs de broches superposées. Chacun des 10 bancs peut être sélectionné par un déclencheur de balais.

Signalons que le sélecteur Rotary est la version européenne du sélecteur Panel, utilisé aux Etats Unis, qui est caractérisé dans son champ de sélection par un mouvement de translation. Les sélecteurs affectent donc la forme de panneaux, d'où le nom du système de commutation,

- le sélecteur Ericsson à 500 points à deux mouvements en coordonnées polaires comporte une rotation sur 25 directions et une translation le long du rayon vecteur à 20 points. Le sélecteur commute trois fils par ligne.

On peut noter que, dans les systèmes à enregistreurs, un autocommutateur peut être distingué en deux parties : le réseau de connexion constitué par les étages de présélection et de sélection et l'unité de commande comprenant les enregistreurs et les traducteurs. Le réseau de connexion joue le rôle de la position d'opératrice avec ses équipements d'abonnés et ses cordons tandis que l'unité de commande remplace l'opératrice.

3-2-2. Les systèmes Crossbar

Dans tous les sélecteurs que nous avons énumérés jusqu'à présent, les contacts qui établissent les communications se déplacent sur des distances importantes de l'ordre de la dizaine de centimètres. Il s'en suit une usure assez rapide et la nécessité d'effectuer des réglages périodiques et donc l'obligation d'affecter un personnel nombreux aux opérations de maintenance. Dès 1917 le suédois BETULANDER déposa le brevet d'un sélecteur qui fut appelé "CROSSBAR" car son principe consiste à mettre en place à l'aide d'électroaimants deux barres croisées, l'une horizontale, l'autre verticale, à l'intersection desquelles un contact est établi.

L'avantage de ce sélecteur est que le mouvement des contacts est limité à quelques millimètres ce qui limite considérablement l'usure du matériel et la nécessité de son réglage.

Ce sélecteur fut utilisé en Suède dans certains commutateurs ruraux, mais ne connut un développement important qu'à partir de 1938 avec l'adoption par l'Américain Télégraph and Téléphone aux U.S.A. du système Crossbar n° 1, puis du système Crossbar n° 5 en 1948. En Europe le Crossbar se développa essentiellement sous la forme du système Suédois ARF et sa variante française le CP400, ainsi que du système Pentaconta (Cento, Italie 1954).

3-2-3. Les systèmes électroniques

L'invention du transistor par BARDEEN et BRAHAIN en 1948 et son application aux ordinateurs donna à penser aux techniciens qu'un groupe d'enregistreurs

et le traducteur associé pouvait être remplacé par un ordinateur fonctionnant en temps partagé. Ce remplacement prit un certain temps, car les nécessités de la téléphonie font que les ordinateurs de commande d'un commutateur doivent avoir une grande disponibilité (ils doivent fonctionner 24 h sur 24) et une grande tolérance aux fautes (ils ne doivent pas s'arrêter lorsqu'il se produit un événement imprévu). Or les premiers ordinateurs avaient une disponibilité relativement faible et une tolérance aux fautes quasi nulle : il fallut donc en adapter le matériel et le logiciel pour les rendre utilisables en commutation.

a. La commutation spatiale

Il était tentant d'aller plus loin et d'électroniser aussi le réseau de connexion. Après des tentatives des tubes à gaz ou des points de connexion à semi-conducteurs utilisés dans certaines installations (privées), on revient à des solutions électromécaniques (microsélecteurs ou relais à tiges) pour les sélecteurs, avec toutefois un environnement entièrement transistorisé. Chaque ~~communication~~ téléphonique suivant un chemin bien déterminé à travers le réseau de connexion et bien défini dans l'espace, on a baptisé cette technologie la commutation électronique spatiale.

b. La commutation temporelle

De même qu'un ordinateur, grâce à la vitesse des circuits électroniques, peut prendre la place de plusieurs centaines d'enregistreurs, il était séduisant d'utiliser un seul point de connexion électronique pour véhiculer communications téléphoniques. Or, les systèmes de transmission avec modulation par impulsions et codage constituaient un premier élément pour construire de tels réseaux de connexion. On les appelle "temporels" car ils sont basés sur un multiplexage dans le temps des informations relatives à chaque communication téléphonique : un réseau de connexion se réduisait alors à un simple système de transfert entre les mémoires tampon associées à chacun des multiplex MIC qui lui étaient raccordés.

CHAPITRE II

Systèmes de commutation - Commandes respectives

1- Classification des systèmes de commutation

La fonction essentielle de tout système de commutation est de connecter entre eux des lignes et circuits de communication. Pour bien comprendre la structure d'un tel système, il convient d'envisager les deux parties essentielles qui le constituent :

a) le réseau de commutation composé de dispositifs séparés servant à relier les voies de communication entre elles, appelé réseau de connexion.

La classification du réseau de commutation peut se faire d'après les deux caractéristiques suivantes :

a.1) technique de commutation

- répartition spatiale,
- répartition temporelle.

a.2) type de signaux de télécommunication transmis sur les circuits à commuter :

- analogiques
- numériques.

b) les organes de commande, dont le rôle est de faire en sorte que les dispositifs de commutation appropriés fonctionnent au moment voulu.

Les systèmes de commande peuvent être classés comme suit :

a. électromécaniques :

- commande directe, par exemple, dans les systèmes pas à pas,
- commande par enregistreur, par exemple, enregistreurs marqueurs.

b. électroniques :

- logique câblée,
- programme enregistré (système SPC),

Les combinaisons les plus courantes sont les suivantes :

- système analogique électromécanique à répartition spatiale,
- système SPC analogique à répartition spatiale,
- système SPC analogique à répartition temporelle (MIA),
- système SPC numérique à répartition temporelle (MIC).

2- Types de commutateurs

En général, les réseaux de commutation des centraux téléphoniques à présent utilisent les techniques de répartition spatiale pour transmettre des signaux analogiques, ou les techniques de répartition temporelle pour transmettre des signaux numériques. Il arrive que la répartition temporelle serve à transmettre des signaux analogiques dans les systèmes à modulation en amplitude (MIA).

Il existe trois principaux types de fonctions aux divers niveaux de commutation :

a) Concentration : A ce niveau, le nombre des entrées dépasse le nombre des sorties. La fonction essentielle consiste à accepter le trafic provenant de nombreuses entrées et de l'acheminer vers un nombre plus restreint de sorties qui doivent supporter une lourde charge. La recherche d'une ligne dans les étages d'abonné d'un central local est un cas typique de concentration. Les étages de concentration sont habituellement la principale source de blocage des communications dans un réseau.

b) Distribution : A ce niveau, le nombre des entrées est à peu près égal au nombre des sorties. Cette fonction consiste à accepter le trafic provenant d'un certain nombre de sources et à l'acheminer vers un certain nombre de collecteurs. La raison d'être de ce niveau est donc d'assurer l'accès. Le niveau de sélection de groupe représente un cas typique. Bien qu'il existe des étages de distribution conçus de façon à éviter le blocage lors de la commutation des entrées vers les sorties, la plupart des étages de distribution introduisent un certain blocage.

c) Expansion : Cette fonction de commutation n'est pas sans analyse avec les fonctions du niveau distribution, mais le nombre des sorties dépasse le nombre des entrées. On peut retrouver cette fonction au niveau de la sélection finale dans un central local.

2.1- Commutateurs analogiques

Les centraux du réseau public actuels assurent presque uniquement, au moyen de commutateurs à contacts métalliques avec répartition spatiale, des transmissions analogiques (à 2 ou 4 fils).

Dans les premiers systèmes électromécaniques pas à pas à commande directe, les trains d'impulsions que produit le poste d'abonné chaque fois qu'un chiffre est composé sont acheminés sur la voie de commutation et commandent directement la mise en position de chacun des commutateurs successifs (cas de figure au chapitre I).

Dans les systèmes à commande par enregistreurs, les chiffres, à mesure qu'ils sont composés, sont reçus et mis en mémoire dans des enregistreurs pour être analysés et traduits avant de servir à commander la mise en position des commutateurs. En cas de blocage, la répétition est possible car l'enregistreur a conservé les chiffres qui ont été composés. En général, les enregistreurs ne sont pas affectés à un abonné particulier, dans un tel système, mais reliés après concentration, de sorte qu'ils desservent de nombreux abonnés. Ce partage des enregistreurs de commande équivaut à une mise en oeuvre limitée de la commande centralisée.

Les systèmes de type crossbar n'ont pas besoin d'une maintenance aussi poussée que les systèmes à contacts glissants. Les commutateurs étant passifs, l'établissement des communications est assuré par un appareil à commande centralisée. Des marqueurs sont nécessaires à la sélection et au marquage d'une voie de commutation dans chaque niveau de sélection et à la mise en position des commutateurs. Le réseau de commutation comprend généralement plusieurs niveaux. Dans les réseaux à commande centralisée, la commutation peut parfois se faire dans les deux sens, vers l'avant et vers l'arrière, ce qui permet de fermer en boucle ou de replier le réseau sur lui-même pour établir une communication entre des points d'accès se trouvant du même côté du réseau.

Les systèmes SPC à commutation analogique mettent surtout en oeuvre des contacts métalliques. Pour ne pas gaspiller la place gagnée grâce à la commande électronique de ces systèmes, on emploie des commutateurs crossbar miniaturisés ou des matrices à contacts d'intersection encapsulés pour les protéger de l'atmosphère ambiante.

C'est au niveau des équipements d'abonnés qu'à généralement lieu, dans les systèmes à contacts métalliques, la concentration entre les lignes d'abonnés et les circuits d'alimentation et d'appel (dans la proportion de 10 à 1, en principe). Cela n'est généralement pas possible dans les systèmes à intersections électroniques. Il faut alors autant de circuits de cette nature que de lignes d'abonnés, d'où augmentation des investissements. Les intersections électroniques analogiques (intersections à thyristors et à diodes) ne se sont guère généralisées et leur emploi reste confiné aux centraux à faible capacité. Les derniers progrès techniques permettent cependant d'élargir leur utilisation.

Dans certains systèmes à répartition dans le temps, par modulation d'impulsions en amplitude (MIA), la fréquence d'échantillonnage est de 8 KHz pour une voie téléphonique de 4 KHz. La commutation par impulsions modulées en amplitude a été étudiée dès qu'on a envisagé l'introduction des techniques de l'électronique dans les centraux téléphoniques. Un certain nombre de voies téléphoniques empruntent la même artère; on dispose ainsi d'un certain nombre de créneaux temporels dans lesquels on peut transmettre un échantillon sur l'artère. Quand on veut relier deux voies on leur assigne le même créneau et les échantillons sont transférés d'une voie à l'autre au moyen de portes qui connectent les voies à l'artère lorsque apparaît le créneau assigné.

2.2- Commutateurs numériques.

Dans un commutateur numérique, la parole codée en MIC est transmise comme telle aux circuits numériques interconnectés.

Pour assurer son rôle, ce commutateur se trouve diversifié dans sa configuration fonctionnelle, par exemple Temporelle - Spatiale - Temporelle T.S.T. Dans la pratique on est appelé à assurer à l'aide d'un même commutateur numérique, à la fois la commutation spatiale pour faire passer un échantillon d'une voie d'entrée à une voie de sortie et la commutation temporelle pour faire passer l'échantillon d'un créneau à l'autre des fenêtres temporelles interconnectées de ces deux voies. Les grands principes de ce commutateur sont décrits dans notre annexe.

3- Procédés et structure de commande

Dans les systèmes à commande centralisée classique, on trouve d'habitude un groupe d'équipements connus qui se partagent la tâche. Certains seront spécialisés pour diverses fonctions au cours des différentes étapes de l'établissement d'une communication.

Il n'existe pas de règle générale pour répartir les fonctions entre les différents équipements. Cela dépend des systèmes.

La commande électronique d'emploi surtout dans les systèmes à commande par programme enregistré (SPC). Des processeurs programmés dans la technologie est celle des ordinateurs y servent à commander la commutation et à contrôler les connexions au sein du central.

Les systèmes actuels sont généralement organisés autour d'une unité de commande centrale (qui peut comprendre un ou plusieurs processeurs selon la capacité désirée) qui a des programmes en mémoire. On peut y trouver aussi des périphériques à logique câblés ou à commande par programme enregistré.

Il est à souligner que la gamme actuelle du processus central (processeur au sens large) est constitué de plusieurs microprocesseurs qui assureront ses différentes fonctions (prélecture des instructions, gestion des mémoires de programme et de données fonctions de l'unité arithmétique et logique (UAL), gestion des entrées-sorties etc...

On assiste aussi à un processus de décentralisation, grâce aux microprocesseurs, de la capacité de traitement au profit des divers sous-systèmes de commutation (sous-système de commutation, de signalisation, de maintenance et d'exploitation, etc...) Un microprocesseur sera programmé pour assurer indépendamment les fonctions du sous-système auquel il appartient et les processeurs des divers sous-systèmes assureront ensemble les fonctions qui mettent en jeu plus d'un sous-système. Normalement, un central est commandé par son propre système de commande. Dans les réseaux locaux, il peut se révéler plus économique d'avoir recours, pour remplir certaines fonctions, à des équipements de ligne d'abonné éloignés qui sont soumis au système de commande du central de rattachement. Les équipements éloignés n'ont alors en principe qu'un petit nombre de fonctions. Dans les réseaux à transmission numérique, le système de signalisation entre le central principal et l'équipement éloigné pourra être le système de signalisation n° 7 du CCITT.

Avec la commande centralisée, la qualité globale de service d'un central dépend du bon fonctionnement d'un petit nombre d'organes centraux. On exigera donc que ces organes soient extrêmement fiables. Pour limiter les conséquences de la défaillance d'un organe, il faudra organiser le système à commande centralisée de telle sorte qu'aucune fonction essentielle ne soit tributaire d'une unité de commande centralisée unique. De plus, l'unité de commande sera conçue pour qu'une défaillance n'affecte qu'un petit nombre des organes qui dépendent d'elle. Le système à commande centralisée comprend en général des moyens de contrôle très efficaces qui signaleront éventuellement toute détérioration de la qualité de service et mettront même l'équipement défectueux hors circuit. La technologie des processeurs fournira les moyens appropriés.

Outre la surveillance des circuits par des moyens intrinsèques (examen des bits de parité, contrôle par addition automatique, etc..) l'exploitation est dans son ensemble vérifiée à l'aide de programmes qui activent les processeurs et comparent les résultats obtenus à ceux qu'on attendait. En incorporant dans les programmes de trafic des tests de vraisemblance des résultats obtenus, on s'assure que le traitement du trafic est satisfaisant. Et grâce à des programmes de diagnostic qui peuvent déceler les plaquettes de circuits imprimés défectueuses, la maintenance est facilitée.

Pour assurer la sécurité de fonctionnement d'un central, il y a aussi toujours redondance des processeurs, ce qui s'obtient de différentes façons.

Dans la configuration synchrone parallèle, on aura par exemple deux unités de traitement identiques qui toutes deux s'acquittent de toutes les opérations de traitement accomplies par un processeur central. Elles exploitent les mêmes signaux d'entrée mais une seule d'entre elles assume les fonctions de commande. Les résultats du traitement sont en permanence comparés par des circuits de contrôle. Tant qu'elles délivrent des résultats identiques, il y a de fortes chances que les deux unités fonctionnent convenablement. Si des divergences apparaissent, cela indique qu'un défaut s'est produit dans une des unités. Le système cessera aussitôt de traiter les appels et un processus de diagnostic démarquera pour identifier l'unité défectueuse. Dès que cette dernière aura été trouvée, l'unité dont le fonctionnement est correct reprendra automatiquement le traitement des appels.

Dans la configuration à partage de charge, on obtient la redondance en répartissant à peu près également la charge des appels à traiter entre deux processeurs.

Dans la conception du système, on s'imposera qu'un seul processeur soit capable de traiter la totalité des appels.

Chaque processeur est constamment tenu au courant du résultat des opérations effectuées par l'autre pour traiter les appels.

Si un processeur devient défectueux, l'autre se chargera immédiatement des communications déjà établies ainsi que de toutes les nouvelles demandes, tant que le processeur défectueux n'est pas remis en service. Seuls sont perdus les appels qui étaient en cours de traitement au moment où le défaut est apparu.

Des programmes de vérification contrôlent en permanence le fonctionnement des processeurs.

Quand les deux processeurs sont en marche, le système peut faire face à d'importantes surcharges.

De plus, comme à un moment donné les deux processeurs n'exécutent pas le même programme, une instruction de programme erronée ou un mot de données erroné ne les bloque pas simultanément; ainsi la fiabilité du service reste-t-elle bonne, même au cours des extensions du logiciel ou du matériel.

Pour accroître la capacité de traitement d'appels ainsi que la fiabilité du service, on peut étendre le principe du partage de charge à plus de deux processeurs. Si un processeur tombe en panne, ceux qui restent doivent être capables de traiter l'ensemble des appels.

Dans la configuration avec réserves, on garde un ou plusieurs processeurs pour servir de secours aux processeurs en fonctionnement. Le fonctionnement avec réserve normal est du type à secours actif. Le processeur de secours est affecté à des fonctions qui ne sont pas directement liées au traitement du trafic; par exemple il effectue les programmes de vérification ou de contrôle ~~ou sert~~ de processeur pour la maintenance. Quand un processeur de trafic tombe en panne, le processeur de secours se charge de la commande du trafic. En principe, le service sera alors interrompu jusqu'à ce que le processeur de secours ait reçu les programmes de commande du trafic et les données du central et jusqu'à ce que les données concernant l'appel, qui ont peut-être été mutilées avant que le défaut ne soit découvert, aient été régénérées. La capacité de traitement du trafic restera la même, mais la fiabilité du service sera moindre tant qu'il n'y aura pas de secours disponible. Si le processeur de secours remplissait des fonctions accessoires, ces dernières seront suspendues jusqu'à ce que la réparation ait été effectuée.

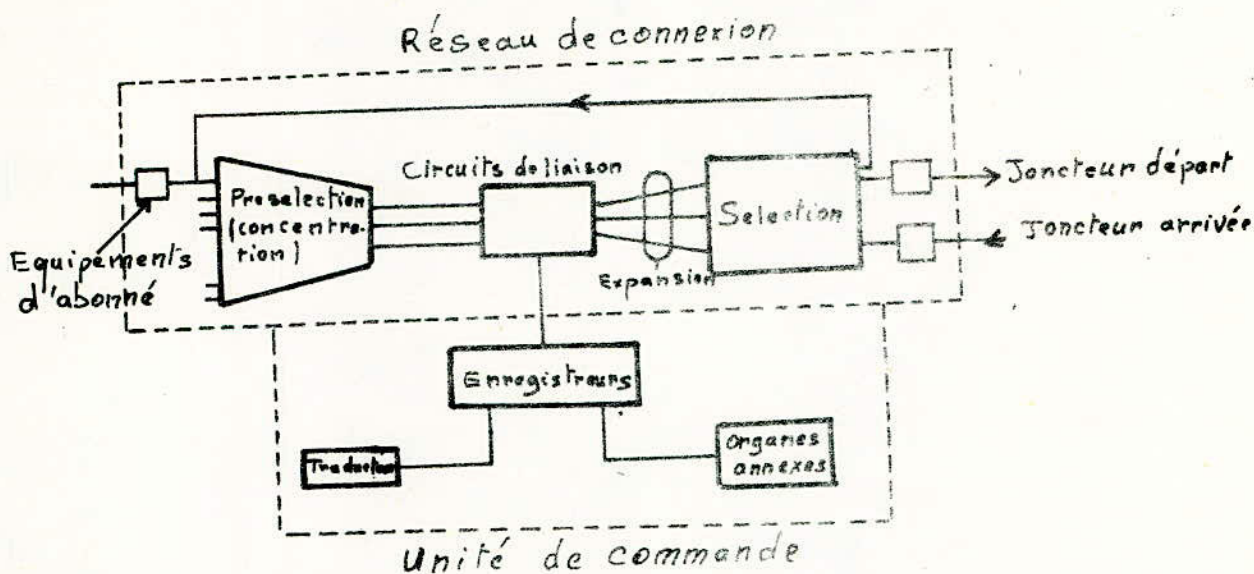


fig1. Schema synoptique d'un autocommutateur Cross bar

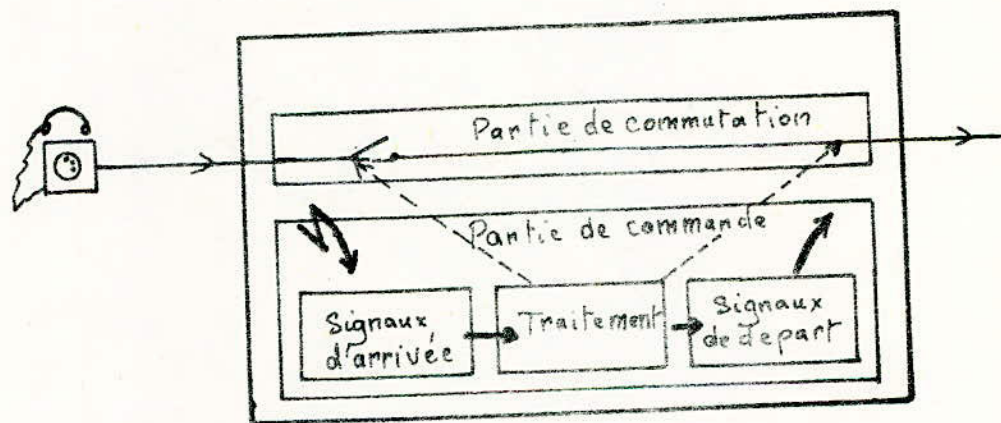


fig2. Central téléphonique local

I- Les services offerts par un commutateur téléphonique

Quelle qu'en soit la technologie, un commutateur peut desservir des réseaux plus ou moins étendus et plus ou moins intercommutés entre eux.

I-1. Commutation urbaine

Dans une première phase, c'est évidemment dans les grandes villes que le téléphone s'est développé et que les commutateurs ont été installés. De même c'est par les grandes villes que l'automatisation des commutateurs a commencé. Dans les grandes villes, le nombre de commutateurs urbains était tel que l'interconnexion de tous ceux-ci deux à deux aurait donné ^{Lieu} à la création de faisceaux de circuits trop peu importants pour écouler le trafic, comme on le verra plus loin, pour acheminer toutes les communications on se donne: un débordement vers un central (ou plusieurs centres) de transit urbains.

I-2. Commutation interurbaine

Mais il apparut rapidement que le téléphone rendait des services inestimables s'il pouvait permettre d'établir des communications entre des villes éloignées. De simples fils de cuivre donnent la possibilité de relier des cités distantes de plusieurs centaines de kilomètres, c'est dire que l'exploitation interurbaine se répandit très rapidement dès le début du téléphone.

Par contre, l'automatisation des communications interurbaines ne fut développée qu'après la 2ème guerre mondiale. Il fallait en effet, posséder des systèmes de transmission dotés de canaux de signalisation capables de transmettre les signaux d'établissement des communications.

Dans une première phase, on introduit des codes de signalisation appelés "décimaux" car ils étaient basés sur la transmission de trains d'impulsions analogues à ceux émis par les cadrans téléphoniques et composés de une à dix impulsions. Pour améliorer la vitesse d'établissement des communications et la fiabilité de la signalisation, on conçut ensuite des systèmes dits "multifréquences". Une troisième technique consiste à séparer complètement la fonction transmission de la parole des abonnés en conversation de la fonction signalisation. Cette dernière est acheminée par un réseau spécial entièrement distinct du réseau reliant les commutateurs. Dans sa version la plus radicale, cette signalisation, nommée "signalisation par canal sémaphore" (ou par canal commun), est commutée dans des "points de transfert" totalement distincts des commutateurs.

I-3. Commutation rurale

Quoique plus lentement que dans les grandes villes, le téléphone se répandit progressivement dans les campagnes, tout d'abord sous forme manuelle, puis, petit à petit sous forme automatique. Il est à noter que les pays qui avaient choisis les systèmes pas à pas ont automatisé plus rapidement leur exploitation rurale, car le système Strowger est plus apte à constituer économiquement de petites unités décentralisées que les systèmes à enregistreurs. En tous cas, les problèmes posés par l'automatisation des réseaux ruraux sont plus économiques que techniques. On voit par exemple la sous utilisation d'opératrices étant donnée l'irrégularité des appels dans le cas du manuel.

I-4- Commutation internationale

Il est évident que le moyen de communication privilégié qu'est le téléphone se devait d'établir des liaisons entre des pays différents. L'exploitation fut, pour les mêmes raisons qu'en interurbain, manuelle pendant très longtemps et concerne évidemment en priorité des pays limitrophes.

Mais le progrès décisif fut accompli lorsque les progrès de la radioélectricité rendirent possible la traversée des océans. C'est le 7 janvier 1927 que fut ouverte la première liaison transatlantique par radiotéléphonie entre la Grande-Bretagne et les Etats-Unis. La radioélectricité ne fut supplantée, pour des liaisons intercontinentales, qu'en 1956 par le premier câble sous-marin transatlantique, le TAT. 1, posé entre la Grande Bretagne et les Etats-Unis. La transmission radioélectrique prit toutefois sa revanche le 10 juillet 1962 avec le lancement du satellite Telstar I inaugurant l'ère des télécommunications spatiales : désormais l'accès aux points les plus reculés du globe était possible.

Grâce à ces moyens de transmission, et depuis la normalisation par le CCITT, des systèmes de signalisation décimaux n° 3 et 4, multifréquence n° 5 (pour les liaisons intercontinentales), R_1 et R_2 (pour les liaisons dites régionales), et, par canal sémaphore n° 6, la commutation internationale automatique s'est répandue dans le monde.

II- Fonctions d'un autocommutateur

Les autocommutateurs constituent les noeuds du réseau téléphonique automatique et assurent des liaisons temporaires parmi les suivantes :

- liaison entre deux lignes d'abonnés raccordées au même autocommutateur. On dit alors de l'autocommutateur qu'il effectue la communication locale,
- liaison entre une ligne d'abonné et une jonction (on dit aussi circuit) vers un autre commutateur,
- liaison entre une jonction provenant d'un autre autocommutateur et une ligne d'abonné,
- liaison entre deux jonctions provenant de deux autocommutateurs distincts.

II-1. Les différents types d'appel traités par un autocommutateur

Les opérations exécutées par un autocommutateur pour le traitement d'un appel téléphonique sont réparties dans le temps en différentes phases. Ces dernières dépendent, d'une part du type d'appel traité, d'autre du mode de relation utilisé entre les autocommutateurs du réseau.

Dans un autocommutateur universel, on peut distinguer 4 types d'appel. Considérons deux abonnés a et b raccordés respectivement aux autocommutateurs A et B. voir illustration.

II-1-1. Appel sortant

Pour l'autocommutateur A, un appel sortant ou appel départ, est émis par un abonné a qui lui est raccordé à destination d'un abonné b raccordé à un autocommutateur distant B.

II-1-2. Appel entrant

Dans les mêmes conditions (appel de a vers b), pour l'autocommutateur B, l'appel est dit entrant ou d'arrivée. L'autocommutateur B devra relier à une jonction appelante provenant de A ou de C, la ligne de l'abonné b, par la mise en oeuvre d'un système de signalisation en principe indépendant de la nature des autocommutateurs. Si elle n'est utilisée que pour traiter des appels de ce type, on dira qu'il s'agit d'une jonction entrante. L'ensemble des jonctions entrantes provenant d'un même autocommutateur constitue un faisceau entrant.

II-1-3. Appel de transit

Un appel de transit est un appel qui, reçu sur une jonction n'est pas à destination d'un abonné raccordé au même autocommutateur. Il consistera donc à relier une jonction entrante à une autre jonction sortante.

II-1-4. Appel local

Un **appel local** est un appel émis par un abonné raccordé sur un autocommutateur A à destination d'un autre abonné raccordé au même autocommutateur.



fig.1. Trafic local entre deux abonnés de deux parties différentes d'une ville

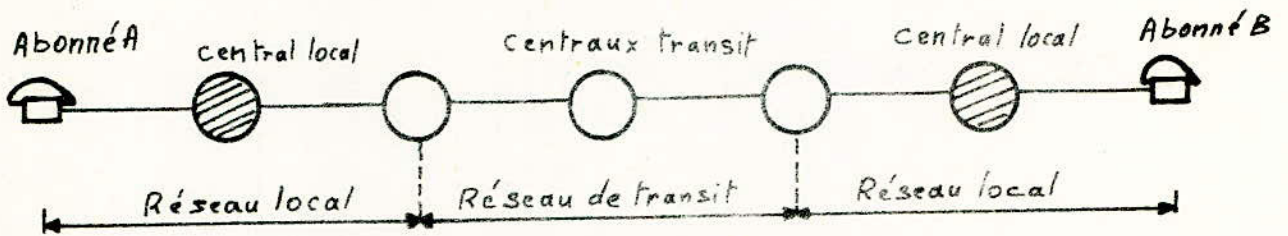
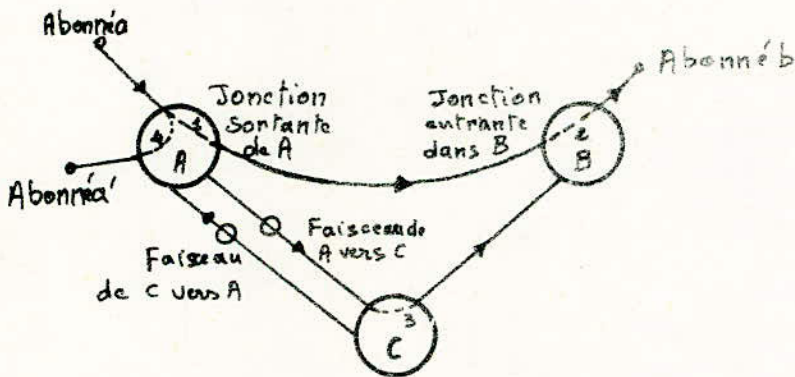


fig.2. Exemple de communication de transit.



figs. Différents types d'appels

1. Appel sortant de A
2. Appel entrant dans B
3. Appel de transit dans C
4. Appel local dans A.

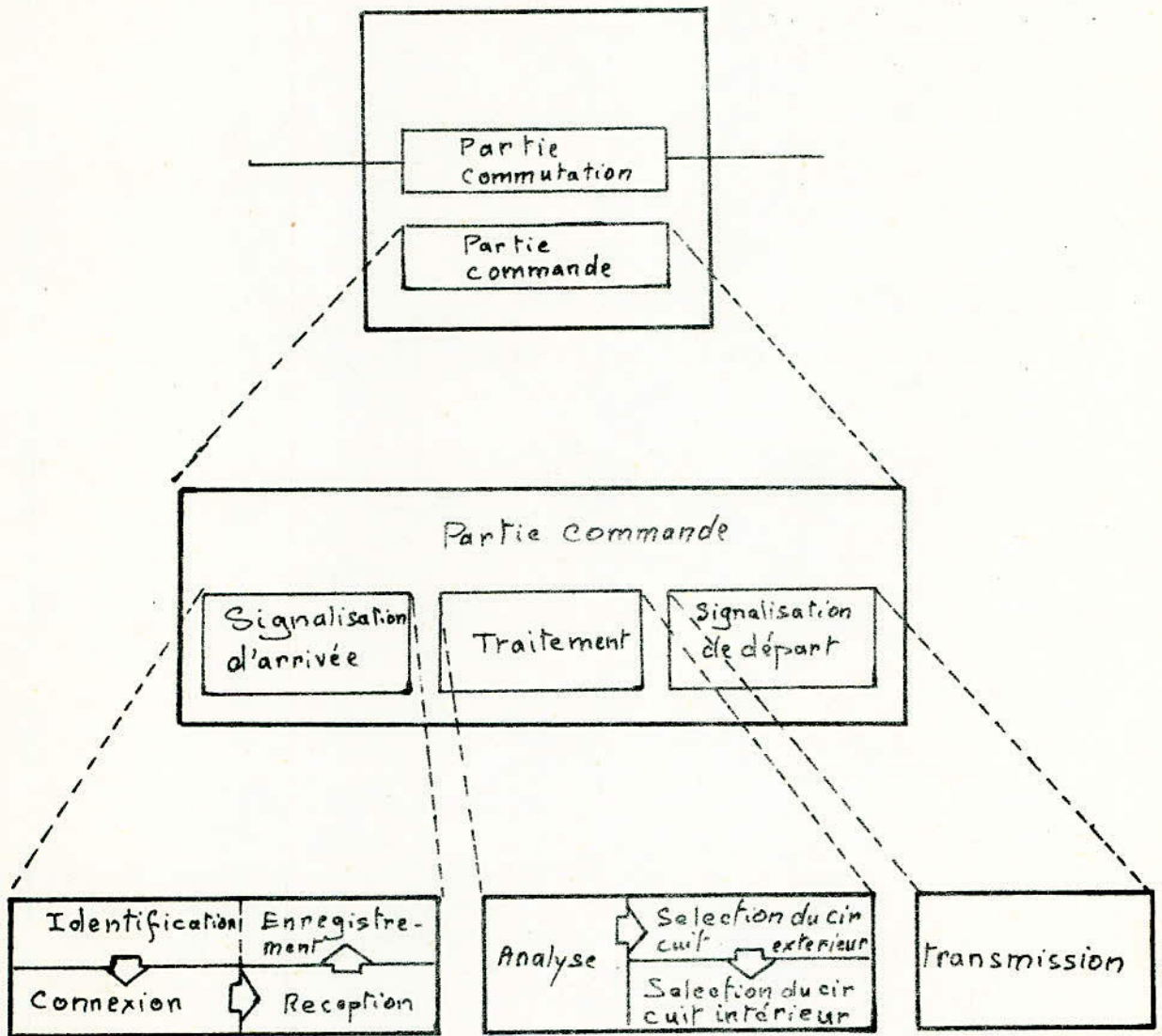


fig 4 Division en blocs d'un central téléphonique

TRAFIC TELEPHONIQUE

I- Introduction

Les communications sont établies en utilisant des moyens : organes de communications, voies de transmission qui sont mis à la disposition de l'ensemble des postes téléphoniques du réseau.

Pour obtenir un bon écoulement du trafic, il n'est pas nécessaire d'installer autant d'organes que si tous les postes se trouvaient simultanément en communication. Une telle situation n'est en effet jamais rencontrée dans la pratique.

Le problème consiste donc à déterminer le nombre d'organes à installer en fonction du trafic à écouler et de la qualité de service que l'on se fixe.

II- Trafic téléphonique. Définition

2-1. Volume du trafic : On appelle volume du trafic acheminé par un faisceau de circuits (ou par un groupe d'organes de connexion) pendant une période quelconque, le total des durées d'occupation de ces organes pendant la période considérée.

Si les durées d'occupation sont exprimées en heure, le volume du trafic se mesure en erlangs-heures du nom de l'ingénieur Danois qui a été l'un des premiers à procéder à des études sur le trafic téléphonique. Le volume du trafic écoulé sur une ligne d'abonné, à l'heure où le trafic est le plus important, est compris entre 0,05 Erlang-heure.

Ces valeurs incluent le trafic de départ et le trafic d'arrivée. Cependant, la connaissance du volume du trafic ne caractérise pas la manière dont les appels sont distribués dans le temps. Au cours d'une période considérée 24 heures par exemple, le trafic est distribué comme suit :

On remarque que le trafic est important entre 9 h et 12 h et ainsi relativement entre 15 h et 18 h. La nuit, il est pratiquement nul.

Il convient donc, pour calculer le nombre d'organes, de considérer les durées pendant lesquelles le trafic est sensiblement constant. Ceci conduit à introduire une autre grandeur : l'intensité du trafic.

2-2. Intensité du trafic

On appelle intensité du trafic acheminé par un faisceau de circuits (ou par un groupe d'organes de connexion) au cours d'une période déterminée, le quotient du volume de trafic par la durée de cette période. L'intensité du trafic se mesure donc en Erlangs.

Le nombre qui exprime l'intensité du trafic indique également :

- le nombre moyen d'organes occupés pendant la durée de l'observation,
- le nombre d'organes qui seraient strictement nécessaires pour écouler le même volume de trafic si les appels se succédaient sans interruption,
- le nombre moyen d'appels qui se produisent pendant la durée moyenne d'une communication.

Lorsqu'une contrainte ne pèse sur l'écoulement des appels, l'intensité du trafic subit des variations aléatoires autour de sa valeur moyenne.

Si N est le nombre de sources de trafic,

p le trafic par source (ou probabilité de trouver une source en communication.).

La probabilité de trouver n sources en communication est donnée par la loi de Bernoulli :

$$P_n = C_N^n p^n (1 - p)^{N-n}$$

Le trafic des N sources est le produit du trafic par source par le nombre de sources : $A = Nxp$

Pour un trafic A constant, lorsque le nombre de sources devient très grand, la variance tend vers le trafic et la probabilité de trouver n sources en communication est donnée par la loi de Poisson.

$$P_n = e^{-A} \times \frac{A^n}{n!}$$

3- Qualité de service

3-1. Définition

Le nombre d'organes installés est déterminé en fonction de l'intensité du trafic à écouler. Il n'est jamais tel que des appels émanant simultanément de toutes les sources puissent être écoulés à l'instant où ils sont présentés. Les appels qui arrivent alors que tous les organes sont occupés sont différés.

Le rapport appels différés/appels présentés (écoulés + différés) caractérise la qualité de service. Selon le sort réservé par le système aux appels différés la qualité de service définie par une probabilité de perte ou par une probabilité d'attente.

3-2. Probabilité de perte. Lorsque le fonctionnement du système est tel qu'un appel présenté, alors que tous les organes sont occupés, est immédiatement rejeté, le système est dit système à perte. La qualité de service est définie par la probabilité de perte.

3-3. Probabilité d'attente. Lorsque le fonctionnement du système est tel qu'un appel présenté, alors que tous les organes sont occupés, est mis en attente pour être écoulé lorsqu'un organe devient libre, le système est dit à attente. La qualité de service est définie par la probabilité d'attente.

3-4. Valeurs usuelles. La qualité de service est très bonne lorsque la probabilité d'attente (ou de perte) est de l'ordre de 0,01. Lorsque les organes sont très coûteux, on peut annoncer cette probabilité jusqu'à 0,05. Elle est encore acceptable. Si le trafic est écoulé par une opératrice qui surveille la libération des organes, on peut admettre 0,1.

4- Formules d'Erlang

4-1. Systèmes à perte

Hypothèses de calcul :

- les appels sont présentés sur un groupe de n organes auxquels ils ont accès dans les mêmes conditions,
- les appels apparaissent au hasard et indépendamment les uns des autres,
- s'il existe un ou plusieurs organes libres au moment où se présente l'appel, un de ces organes est pris pour écouler l'appel. Si tous les organes sont occupés, l'appel disparaît du système.

Formule d'Erlang : Si un trafic A est présenté sur un groupe de n organes, la probabilité de trouver les n organes occupés est donnée par la formule :

$$P_n = \frac{\frac{A^n}{n!}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^n}{n!}}$$

4-2. Systèmes à attente

Hypothèses de calcul :

Les deux premières hypothèses sont identiques à celles du système à perte. La troisième est remplacée par la suivante : si tous les organes sont occupés au moment où un appel se présente, on attend qu'un organe se libère. Lorsqu'un organe s'est libéré, il est pris par l'appel pour sa durée normale.

Formule d'Erlang : Si un trafic A est présenté sur un groupe de n organes, la probabilité d'attente est donnée par la formule :

$$P_a(n) = \frac{\frac{A^n}{n!} \times \frac{n}{n-A}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^n}{n!} \times \frac{n}{n-A}}$$

Le dernier terme du dénominateur étant généralement négligeable, la valeur de la probabilité d'attente en fonction de la probabilité de perte est sensiblement égale à :

$$P_a(n) = P_n \times \frac{n}{n-A}$$

Dans la plupart des cas, le problème consiste à déterminer le nombre d'organes nécessaires pour qu'un trafic supposé commun soit écoulé avec une probabilité de perte (ou d'attente) que l'on se fixe.

On utilise un réseau de courbes établi à partir des formules d'Erlang.

5- Variations cycliques du trafic. Dimensionnement

Lorsqu'on observe le trafic tout au long d'une année, on constate des variations régulières en fonction :

- de l'heure de la journée,
- du jour de la semaine,
- de la période de l'année.

Le volume du trafic écoulé pendant l'heure la plus chargée est compris entre le sixième et le huitième du volume du trafic écoulé au cours de la journée. Pour le calcul du nombre d'organes, on prend la moyenne des trente (30) heures les plus chargées de l'année, ce qui revient à admettre une légère détérioration de la qualité du service à l'heure la plus chargée, mais évite d'installer des organes qui seraient sans utilisation à tout autre moment.

Il est fondamental de savoir comment se répartit le trafic dans le temps. Des observations attentives et prolongées ont permis de constater les faits suivants qui servent d'hypothèse aux calculs d'organes :

- les appels apparaissent à des instants quelconques et diffèrent les uns des autres,
- les communications ont des durées variables dont la durée moyenne est connue (un peu plus de 3 mn en téléphonie).

Si on considère par exemple un groupe de p abonnés d'un même village, il y a une probabilité très faible qu'ils soient tous actifs en même temps (ceci est d'autant plus vrai que p est grand).

Ceci indique qu'il faut $q < p$ organes pour écouler le trafic de ces abonnés. Le choix de q dépend des hypothèses de trafic (nombre d'appels à l'heure, durée moyenne d'un appel) et de la qualité de service que l'on veut garantir.

Deux définitions jouent un rôle fondamental dans ce type d'étude :

1. On considère l'heure chargée moyenne comme précédemment définie,
2. Si $n(t)$ est le nombre d'organes occupés à l'instant t, alors le volume de trafic écoulé pendant le temps T est :

$$V = \int_0^T n(t) dt$$

L'intensité de trafic notée I est définie comme :

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt \quad \text{en Erlangs}$$

On remarque qu'une ligne occupée pendant une heure écoule un trafic de un erlang. Le trafic sur un circuit entre commutateurs varie de 0,3 à 0,8 Erlangs.

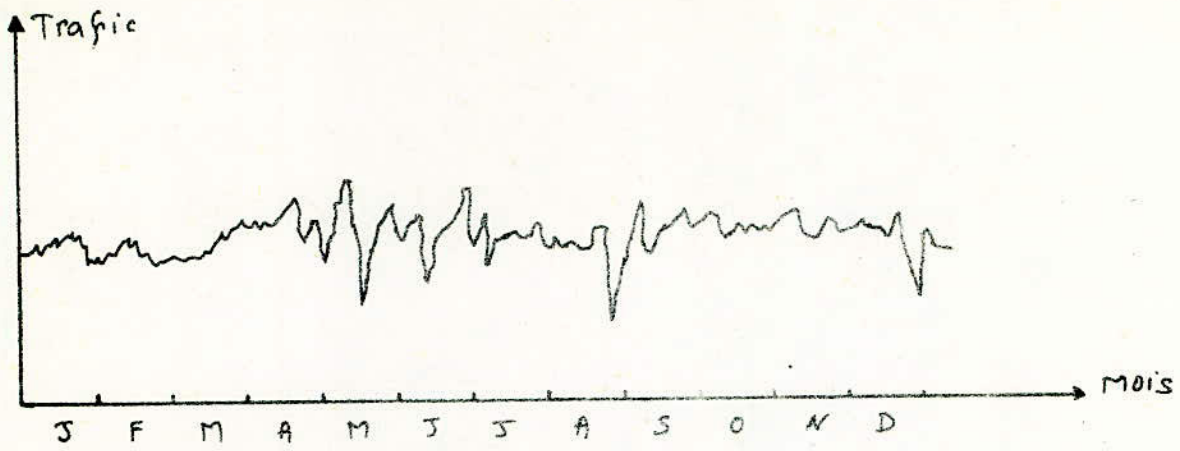


fig 1. Variations du trafic au cours d'une année

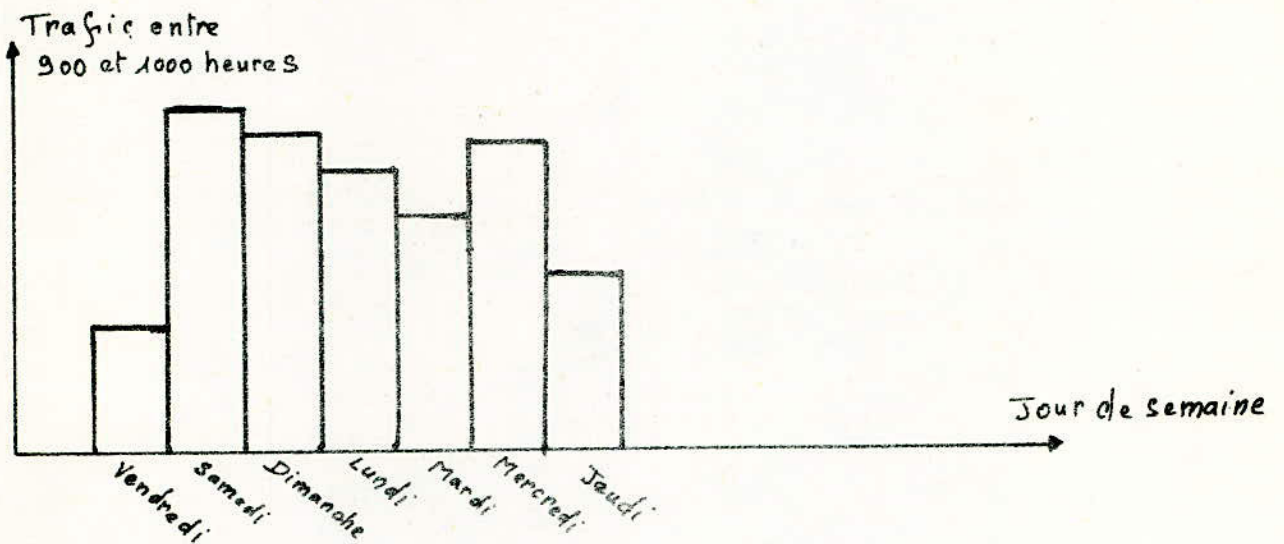


fig 2. Variations du trafic au cours d'une semaine.

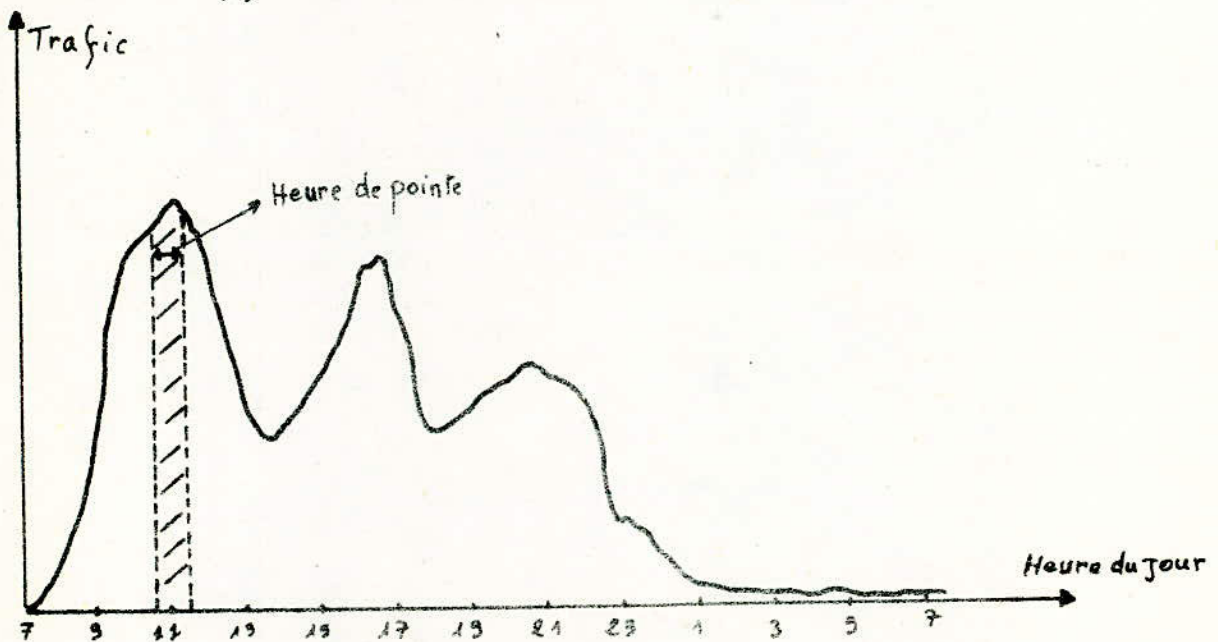


fig 3. Variations du trafic au cours d'une journée

CHAPITRE V

ORGANISATION ET MISE EN OEUVRE DES RESEAUX TELEPHONIQUES

Un réseau téléphonique est organisé autour d'un certain nombre de plans fondamentaux, correspondant aux nécessités du service :

- le plan de numérotage permet de désigner un abonné quelconque,
- le plan d'acheminement détermine le chemin logique entre deux abonnés,
- le plan de transmission assure une qualité de transmission suffisante aux conversations,
- le plan de taxation définit le coût de la communication.

Avant de décrire un peu plus en détail chacun de ces plans, il est utile de préciser les notions fondamentales d'acheminement et routage.

I- Acheminement et routage

I-1. Acheminement

Lorsque deux abonnés ne sont pas raccordés au même autocommutateur, il faut au moins emprunter un faisceau pour aller de l'un à l'autre.

Or, il ne serait pas économique d'avoir un faisceau de circuits entre tous les autocommutateurs du réseau. En effet, la loi d'Erlang, qui permet de calculer le nombre de circuits nécessaires pour écouler un trafic donné avec une qualité de service donnée est concave, voir fig. 1 : le rendement d'un faisceau est d'autant plus élevé que le faisceau est gros. Ainsi, les petits faisceaux directs écoulant peu de trafic sont chers, et on préfère passer par un centre de transit, ce qui permettra de regrouper plusieurs flux de trafic donc le rendement du faisceau ainsi créé sera suffisamment bon, voir fig. 2.

L'acheminement consiste donc à choisir la liste des centres de transit que doivent emprunter toutes les communications d'un réseau.

La notion de débordement vient alors compliquer un peu la description de l'acheminement, si un faisceau est trop petit pour justifier sa création, il se peut qu'une partie au moins soit intéressante. Si en effet, on calcule qu'il faut 10 circuits pour une perte de 1%, le rendement n'est alors que de 0,45. Si on ne met que 7 circuits, le rendement de 0,7 sera assez bon, mais la perte de trafic sera de 10% on récupère alors ce trafic, dit de débordement, sur un autre faisceau, dit de 2^{ème} choix qui l'écoulera vers un centre de transit. L'acheminement consiste donc à déterminer la liste des faisceaux de premier et de second choix que peut emprunter une communication, et le pourcentage de trafic débordant sur chacun d'eux.

I-2. Routage

On peut considérer que l'acheminement est la description logique du chemin emprunté par la communication. Mais cette description n'est pas complète sans la description physique de ce chemin : par quels moyens de transmission faut-il passer ? voir fig. 3.

II- Structure du réseau

II-1. Division en zones

Un réseau téléphonique, est constitué du réseau de lignes d'abonnés qui relie les postes téléphoniques au central local, et du réseau des lignes de jonction qui relie les centraux les uns aux autres.

Les centraux téléphoniques se divisent en deux groupes :

Le premier groupe est formé de centraux locaux où sont reliés les abonnés, le deuxième comprend les centraux de transit donc apparemment sans abonnés. Cet ensemble s'est structuré dans une géographie téléphonique divisée en zones de réseau, voir fig. 4.

On distingue :

- Zone de rattachement (des abonnés au centre local),
- Zone locale constituée d'une ou plusieurs zones de rattachement locales,
- Zone primaire : étant donné que tous les centraux locaux d'un pays ne peuvent pas, pour des raisons pratiques et économiques, être en liaison directe les uns avec les autres, un certain nombre de zones locales sont rassemblées pour

former une zone primaire dans laquelle un central, situé à un emplacement central et qui est généralement un central de transit devient ce que l'on appelle le central primaire.

- Zone secondaire : un certain nombre de zones primaires sont regroupées en zone secondaire dans laquelle l'un des centraux primaires est choisi comme central secondaire,

- Zone tertiaire : un certain nombre de zones secondaires forment une zone tertiaire, avec un central tertiaire au centre

- Zone quaternaire : en général, une division basée sur les zones tertiaires est suffisante mais, si nécessaire, on peut instituer des zones quaternaires avec un central quaternaire au centre.

II-2. Hiérarchisation des centres

Tous les réseaux de télécommunications sont organisés de façon hiérarchisée; cela simplifie considérablement leur gestion, les calculs de dimensionnement; en associant des règles d'acheminement à une telle structure, on assure qu'une communication peut parvenir à un demandé quelconque en passant par un nombre fini de centres de transit, voir fig. 5.

Remarque.- 1) Par souci de simplicité, on n'a représenté que le trafic en provenance des centres des branches A et C et à destination des centres de la branche B.

2) Les centres tertiaires, qui sont reliés deux à deux par des circuits interurbains, constituent une maille.

3) Les centres C₃ et C₂ n'ont pas la possibilité d'acheminer par des voies détournées le trafic qui s'offre à eux.

4) La voie directe C₂ et B₃ est celle de dernier choix pour le trafic à écouler de C₂ à B₃ et, éventuellement, pour le trafic à écouler de C₂ à B₂ ou à B₁. La voie C₃ - B₂ est celle de dernier choix pour le trafic à écouler de C₃ à B₂ ou à B₁.

Quand on étudie le plan d'un réseau, il faut se fonder sur l'intensité présente et future (prévue) du trafic sur chacune des relations, mais la structure du réseau peut dépendre aussi des caractéristiques du système de commutation, notamment les suivantes :

- possibilités de commande,
- possibilités par voie détournée,
- nombre maximal des faisceaux de circuits,
- nombre maximal de circuits par faisceau,
- capacité de commutation,
- dégradation de la transmission.

II-3- Règles d'acheminement

Le plan d'acheminement d'un réseau téléphonique national est constitué par l'ensemble des règles qui régissent l'écoulement du trafic entre tous ces centres de commutation pris deux à deux.

Pour établir un plan d'acheminement national, on s'appuie sur plusieurs critères : la rentabilité des installations, le volume et la répartition du trafic, compte tenu de certaines contraintes imposées par les Avis du CCITT pour le trafic international (voir l'Avis E 171 (2) ou l'Avis Q 13 (4), qui sont relatifs au nombre maximal des circuits qu'on peut connecter en cascade).

II-3-1. Voies à utilisation élevée, de dernier choix et directes

On dit qu'un système de commutation est capable d'acheminement par voie détournée s'il permet, dans le cas où tous les circuits de la voie de premier choix sont occupés, de présenter un appel à une autre voie. La voie de premier choix s'appelle voie à utilisation élevée.

Les voies de dernier choix sont destinées à relier un centre de commutation au centre immédiatement supérieur dans la hiérarchie du réseau ou à relier les uns aux autres les centres occupant le niveau hiérarchique le plus haut. On leur donne toujours une capacité d'écoulement telle que la probabilité de perte y soit petite.

Même avec un système de commutation qui ne permet pas l'acheminement par voie détournée, on peut prévoir des voies dites directes pour le trafic écoulé

entre les centres. La capacité d'écoulement d'une voie directe se calcule pour que la probabilité de perte y ait une valeur petite, mais pas nécessairement aussi petite que sur une voie de dernier choix normale.

II-3-2. Influence du système de commutation sur l'acheminement

En donnant aux centres de commutation un logiciel approprié et en appliquant un plan de numérotage national qui permette d'identifier chaque abonné par son numéro national, on peut établir des communications entre 2 points quelconques du réseau téléphonique national, à condition que les logiciels des centres aient été programmés conformément au plan adopté pour l'acheminement. Dans le cas d'un système à commande centralisée (logique câblée ou SPC) chaque centre d'origine, intermédiaire ou de destination, décide lui-même de l'acheminement à donner aux appels qui lui parviennent, au moyen de son propre programme logique et sur la base de l'information qu'il a reçue.

III- Numérotage

L'exploitation du téléphone dans un pays implique l'existence d'un plan national de numérotage, dans lequel sont spécifiées les règles à suivre, d'une part, par les usagers pour accéder aux différents services téléphoniques (local interurbain, international et spéciaux) et, d'autre part, par l'Administration pour affecter à chaque poste téléphonique d'abonné un seul et même numéro national.

La version originelle ou modifiée d'un plan de numérotage s'élabore dans la perspective d'une durée d'application considérable, le plus souvent de 30 à 50 ans qui correspond aux possibilités de prévision des besoins en numéros.

III-1. Système de numérotage

En conformité avec l'équipement de commutation, un plan de numérotage devrait satisfaire aux deux conditions suivantes :

- que le numéro national d'abonné soit le plus court possible, tout en répondant aux besoins présents et futurs (à terme d'au moins 30 ans) du pays en capacité de numérotation,
- que la reconnaissance du ou des premiers chiffres permette à la commande de savoir s'il s'agit d'un appel adressé à un abonné dans la même zone de numérotage ou d'une autre zone mais dans le même pays, d'un appel international ou d'un appel pour accès à des services spéciaux,

III-1-1. Un système de numérotage recommandé

Pour des raisons fondamentales, notamment appelant la structure du réseau et touchant la conception de l'équipement de commutation, on se propose le plan de numérotage suivant :

- . Préfixe interurbain 0
- . Préfixe international 00
- . Numéros d'abonné XNN-
- . Indicatifs interurbains Y-
- . Indicatifs pour services 1 NN
spéciaux

- où N = un chiffre quelconque
- X = un chiffre autre que 0 ou 1
- Y = un chiffre autre que 0

Les indicatifs interurbains peuvent se composer de un, deux ou trois chiffres; les numéros d'abonné se composent d'un nombre de chiffres qui est fonction des besoins propres au pays considéré, compte tenu toutefois du maximum spécifié dans les avis du CCITT pour le nombre des chiffres composant les numéros d'appels internationaux. Pour des besoins de traitement pratiques, il est recommandé qu'un numéro d'abonné se compose d'au moins 5 chiffres. Le système recommandé est conforme aux Avis du CCITT. La reconnaissance du premier chiffre permet à l'équipement de savoir si l'appel est adressé à un abonné de la même zone de numérotage que le demandeur ou si c'est un appel pour accès à un service spécial; il lui faut cependant reconnaître le deuxième chiffre pour savoir si c'est un appel international ou un appel adressé à un abonné du même pays mais d'une autre zone de numérotage.

La capacité du plan en nombre de numéros d'abonné est égale à $8 \cdot 10^{n-1}$ où n'est le nombre des chiffres composant un numéro d'abonné.

La capacité du plan en nombre d'indicatifs pour accès à des services spéciaux est égale à 100; pour avoir une plus grande capacité, il faudrait passer à un indicatif à 4 chiffres.

Pour demander une communication entre deux postes téléphoniques raccordés à un même réseau local ou situés dans une même zone de numérotage, il suffit au demandeur de composer le numéro de l'abonné demandé. Si l'abonné demandé se trouve dans le même pays, mais relève d'un autre réseau local ou d'une autre zone de numérotage, le demandeur doit composer le préfixe interurbain (pour accéder à l'étage de sortie de l'appareillage interurbain automatique), puis l'indicatif interurbain de la zone de numérotage de destination et, enfin, le numéro de l'abonné demandé. Pour appeler un abonné situé dans un autre pays, le demandeur doit composer le préfixe international (afin d'accéder à l'étage de sortie de l'appareillage international automatique) puis :

- a) l'indicatif du pays de l'abonné demandé,
- b) l'indicatif interurbain de l'abonné demandé,
- c) le numéro de l'abonné demandé.

Un indicatif interurbain peut se composer de trois chiffres au maximum. Le CCITT a établi une liste des indicatifs de pays, qui figure dans l'Avis E 161 (2).

Voici deux configuration de composition d'un numéro de téléphone :

a) Numéro national (significatif)

Préfixe	+	indicatif		numéro
Interurbain		Interurbain		d'abonné

Pour un appel national :

b) Numéro international

Préfixe	+	Indicatif	+	<u>numéro national (significatif)</u>	+	numéro
International de pays				interurbain		d'abonné

Pour un appel international

La normalisation des règles à suivre par le demandeur favorise un bon usage du service téléphonique, aussi bien pour les communications à l'intérieur du pays que pour les communications avec l'étranger. Néanmoins, les règles comportent des variantes. Celles-ci sont indiquées dans les Avis E. 160, 161 et 165 du CCITT (2), qui contiennent aussi des renseignements complémentaires sur les préfixes et les indicatifs interurbains.

IV- Plan de transmission

IV-1. Objet d'un plan de transmission

Un plan de transmission a pour objectif fondamental de garantir que les abonnés au téléphone peuvent échanger des conversations présentant un niveau de clarté et de commodité acceptable et à un coût raisonnable.

Un plan de transmission doit ainsi définir quelle est la réduction de qualité de transmission admissible pour une communication téléphonique et définir la répartition de cette réduction de qualité entre les diverses sections du réseau.

Il y a deux contraintes à respecter dans la partie transmission du réseau :

- l'affaiblissement,
- la distorsion d'affaiblissement (c'est-à-dire la différence entre les valeurs maximale et minimale de l'affaiblissement entre 300 et 3400 Hz).

Ces deux paramètres caractérisent le confort d'écoute des abonnés. Ils devraient donc être mesurés et leur niveau respecté, de bout en bout, d'abonné demandeur à demandé, même situés dans des pays différents.

Les caractéristiques de transmission d'un système de commutation doivent être conformes aux spécifications des plans de transmission international (Avis de la série G. 101 du CITT) et national (Avis de la série Q. 501 du CCITT). On choisira un plan de transmission national de façon que les différentes parties

du réseau national devant être empruntées par une communication internationale respectent les limites spécifiées dans l'Avis G. 121 du CCITT. Ce dernier a ainsi normalisé les valeurs des affaiblissements et distorsions maximales admissibles sur chaque tronçon du réseau international ainsi que le nombre maximum de ce réseau. Connaissant les normes de bout en bout, on en déduit les affaiblissements et distorsions d'affaiblissement disponibles dans chaque réseau national : c'est "l'équivalent" disponible dans chaque pays.

IV-2. Les contraintes internationales

Le CCITT a limité à 36 dB l'équivalent (l'affaiblissement) autorisé entre deux postes d'abonné quelconques. Il a aussi spécifié qu'une communication internationale ne devait jamais comporter plus de 14 tronçons, dont 6 dans le réseau international, et que l'équivalent sur chacun d'eux ne devait pas dépasser 0,5 dB. On dispose donc pour les parties nationales des communications d'un affaiblissement maximum de $36 - 6 \times 0,5 = 33$ dB à répartir sur 8 tronçons et sur les deux parties terminales (demandeur-demandé). Cet équivalent est réparti entre le système terminal et le système interurbain étant donné que le CCITT recommande d'utiliser les mêmes valeurs pour les communications nationales

a) Système terminal. Il va du poste d'abonné (poste compris avec ses équivalents de 21 dB à l'émission et de 12 dB à la réception selon le CCITT) jusqu'au bout du centre de transit primaire (traversée du centre local comprise).

Pour le système terminal, l'équivalent de référence est fixé à :

16 dB à l'émission
7 dB à la réception } pour les centres de transit équipés d'un commutateur
4 fils.

b) Système interurbain

Il reste pour le système interurbain dans le cas le plus défavorable :
 $36 - (16 + 7) = 13$ dB

Les moyens actuellement utilisés pour l'équipement du réseau permettent de rester très en deçà de cette valeur.

L'équivalent de traversée d'un commutateur 2 fils est au maximum de 1,3 dB. Il s'ajoute à l'équivalent des circuits.

L'équivalent de traversée d'un commutateur 4 fils est, au maximum de 0,5 dB.

IV-2-1. Numérisation d'un réseau

Le problème posé est comment garder le confort sonore pour les abonnés demandeur-demandé en communication sur des distances de 100 mètres ou 10.000 kilomètres et moyennant l'intégration des techniques numériques tant en transmission qu'en commutation dans un réseau analogique existant ?

Les futurs réseaux entièrement numériques apporteront un progrès considérable de la qualité de transmission et donc un meilleur confort pour l'utilisateur; cependant, la longue période de transition inévitable avec le mélange des techniques analogiques et numériques nécessite d'apporter beaucoup de soins à la spécification des centraux numériques et à la planification des réseaux. En effet, on introduit des boucles à 4 fils dans les centraux locaux, les chemins de commutation peuvent comprendre des codeurs et des filtres numériques, avec leurs sources inévitables de distorsion. Donc il est recommandé une stratégie d'introduction des techniques numériques qui tient des considérations économiques. On est donc obligé de procéder par étapes pour transformer un réseau analogique en un réseau intégralement numérique. Une forte incitation à accomplir cette transformation est de diminuer l'équivalent de référence globale jusqu'à un objectif à long terme compris entre 13 et 18 dB, comme indiqué dans l'Avis G. 121 du CCITT.

D'une phase à une autre de la numérisation, il faut appliquer le plan de transmission en vigueur correspondant et éviter en même temps, dans les phases transitoires, d'introduire des affaiblissements supplémentaires dans les communications ou d'apporter des modifications importantes aux procédures d'exploitation et de maintenance.

Dans ces conditions, il semble convenable de fixer a priori une valeur de 7 dB pour l'affaiblissement de transmission sur le trajet à 4 fils entre terminaisons à 2 fils.

Un exemple d'une communication analogique est illustré à la figure 6.

L'affaiblissement de 7 dB est supposé concentré dans les termineurs, à proportions égales dans les sens d'émission et de réception, tandis que tous les circuits à 4 fils intermédiaires fonctionnent avec un affaiblissement de transmission nominal de 0 dB. Pour choisir cette valeur de 7 dB, on s'est fondé sur le fait qu'un termineur a souvent un affaiblissement de 3,5 dB (voir principe du termineur avec 2 transformateurs différentiels) et qu'elle procure à la fois une stabilité et un affaiblissement pour l'écho adéquats. Dans des liaisons longues à 4 fils, il peut se produire des parasites par l'effet d'écho en raison de l'imperfection de l'équilibrage hybride de l'extrémité éloignée de la liaison et une partie de l'énergie vocale est réfléctée dans le sens opposé de la parole. Plus la durée de propagation est longue, plus l'écho est fort. S'il y a un déséquilibre à l'extrémité de la liaison, il se produit un écho. Dans des liaisons longues, il peut être nécessaire d'introduire des suppresseurs d'écho. La durée de propagation d'un signal pour aller de l'émetteur au récepteur est selon le CCITT admise avec un maximum de 150 ms entre deux abonnés. Il existe une différence de durée de propagation entre les fréquences différentes d'une bande vocale, ce qui fait que certaines fréquences arrivent plus rapidement que d'autres de la même bande. Ce phénomène est connu sous le nom de "distorsion de temps de propagation".

La figure 7 représente une section numérique entre deux interfaces analogiques à 2 fils.

Dans un réseau mixte analogique-numérique, un trajet de transmission entre deux interfaces analogiques à 2 fils peut comprendre des centraux tandem analogiques ou numériques à 4 fils et des systèmes de transmission.

La figure 8 donne un exemple d'une connexion entre une section numérique et une section analogique à 4 fils.

Si le niveau maximal à la réception et le niveau minimal à l'émission dans la section analogique sont respectivement de 4 dBr et - 14 dBr (voir l'Avis G.232 du CCITT), les valeurs des affaiblissements a_1 et a_2 sont respectivement de 14 dB et 4 dB. Remarque : Dans la technologie de transmission, on utilise généralement les niveaux suivants :

- . dBm, qui se rapporte à 1 mw
- . dBr, qui se rapporte à - 15 dBm = 31,6 μ W.

Dans les figures 9 à 14 sont répartis à titre d'exemple les affaiblissements et les niveaux sur les circuits mixtes et les circuits numériques.

La figure 9 représente un circuit reliant un central local numérique (CLN) à un centre de transit numérique (CTN). Le niveau de - 3,5 dBr qui est attribué au CTN dans chaque sens de transmission implique qu'un décodeur y décodeurait un milliwatt numérique en une onde sinusoïdale de - 3,5 dBm (par définition, le milliwatt numérique est le signal numérique de 64 Kbits/S que fournit un codeur idéal fonctionnant selon la loi A quand on y injecte une onde sinusoïdale de 1 KHz à 0 dmo).

La figure 10 représente un circuit reliant un CLN à un centre de transit analogique (CTA) à 4 fils et la figure 11 un circuit reliant deux CTN.

La figure 12 représente un circuit reliant un CLN et un CTN et enfin, la figure 13 représente un circuit reliant deux CLN pour l'établissement d'une communication à l'intérieur de la zone locale; ce circuit pourrait comprendre des centres de transit numériques intermédiaires.

Dans les circuits interurbains des figures 10 et 12, on a supposé que le multiplexeur MIC est installé du côté du centre ~~analogique~~ pour que la transmission s'y fasse en MIC, avec des caractéristiques meilleures que celles du mode analogique.

Les répartitions des niveaux et des affaiblissements qui ont été adoptées plus haut sont fondées sur l'hypothèse d'un affaiblissement nominal de 0 dB pour la transmission dans les centres numériques entre terminaisons analogiques à 4 fils des deux côtés, dans les centres à 4 fils et sur les circuits analogiques à 4 fils.

Dans les dernières phases de son évolution, le réseau numérique aura de moins en moins de convertisseurs analogiques/numériques et de circuits MRF et, par conséquent, des marges de stabilité de plus en plus grande.

V- Plan de taxation

V-1. Introduction

Quatre paramètres essentiels influent sur la tarification des communications et du service téléphonique :

- la zone où réside l'abonné peut influencer sur le montant de l'abonnement mensuel;
- la distance entre les abonnés;
- la durée de la conversation;
- l'heure et le jour d'établissement de la communication.

Ces trois derniers paramètres jouent communication par communication, proportionnellement à l'occupation des équipements du réseau pour les deux premiers, le dernier servant à inciter l'abonné à téléphoner en dehors des heures de pointe.

Si l'emploi de ces paramètres est général, les coefficients peuvent varier d'un pays à l'autre.

L'unité de taxation est ce qu'on appelle la taxe de base : c'est le minimum qui puisse être perçu pour une communication (non "gratuite"). Toute communication donne lieu à une facturation égale à un multiple de la taxe de base.

V-2. Mode de taxation

En service manuel, toute communication fait l'objet d'un "ticket" indiquant le nombre de périodes (de 3 minutes par exemple) qu'elle a duré.

En service automatique, dans les cas les plus fréquents, des impulsions périodiques sont envoyées à un compteur propre à chaque abonné. La périodicité dépend de la distance, suivant différents paliers de taxe. Chaque impulsion donne lieu à une taxe de base.

Les communications appartenant à une même circonscription de taxe font en général exception en ce sens qu'une taxe unique leur est appliquée, indépendamment du temps. Mais, il y a lieu de signaler que dans de nombreux grands réseaux urbains la taxation des communications locales à la durée est à l'ordre du jour et est déjà entrée en application dans certains cas.

V-3. Mode de facturation

Selon que le compteur de taxes d'abonné mentionné plus haut est un simple compteur électromécanique ou électronique ou un enregistrement sur une bande perforée ou magnétique contenant les différents renseignements afférents à la communication (date, numéro demandé), il est impossible ou possible de fournir aux abonnés une facture détaillée, comportant le prix de chaque communication.

V-4. Influence de la tarification sur le trafic

L'élasticité du trafic à la tarification a un rôle important qui doit être pris en compte lors de la planification des réseaux et de la prévision de la demande. Un exemple frappant est celui de la pointe de 20 h : le passage à une tarification réduite (de moitié dans certains pays) induit une pointe de trafic qui peut être plus haute que celle de l'heure chargée "officielle" de la journée qui est en général entre 10 h et 11 h (voir illustration chapitre IV).

Tout changement de tarif doit donc être mûrement pesé si on ne veut pas voir le réseau devenir inadéquat pour remplir un service correct.

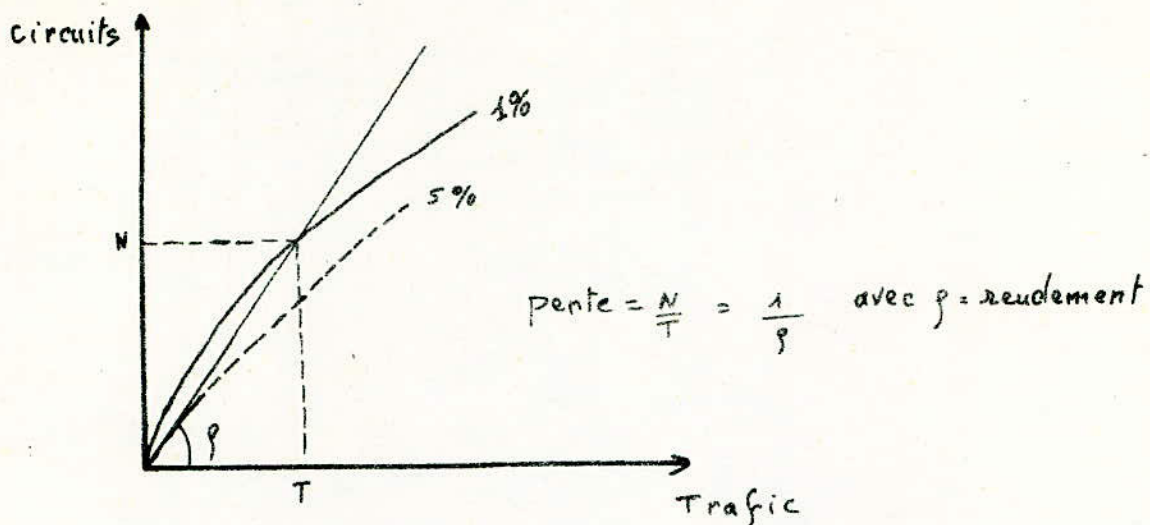


fig 1: Fonction d'Erlang et rendements

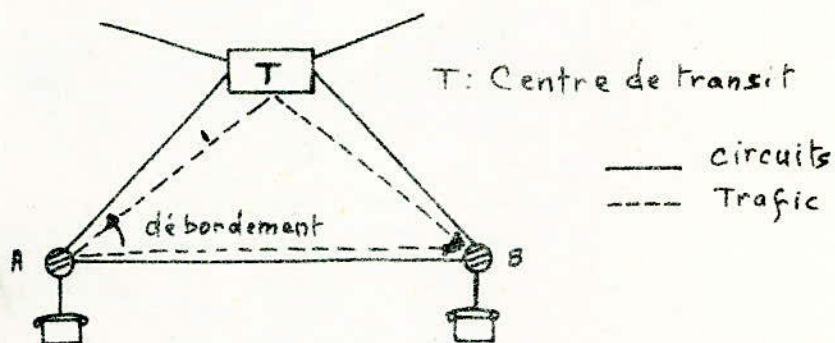


fig 2: Acheminement

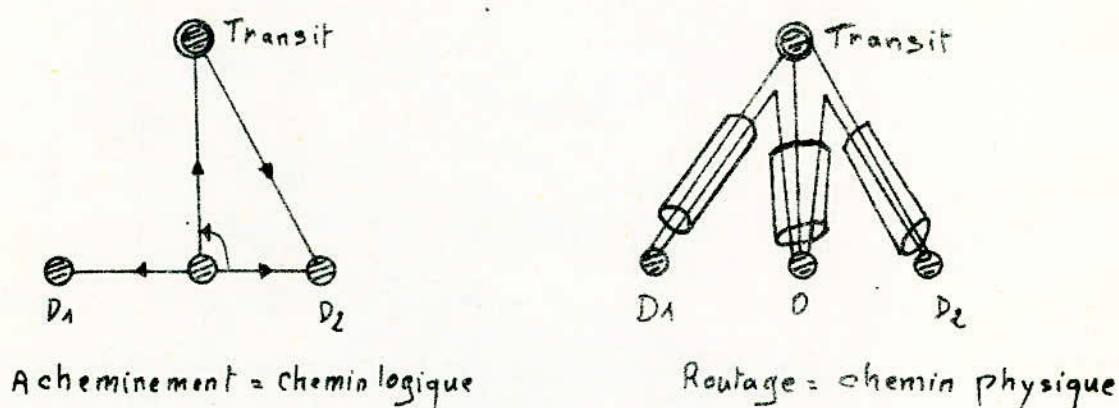


fig 3: Acheminement et routage

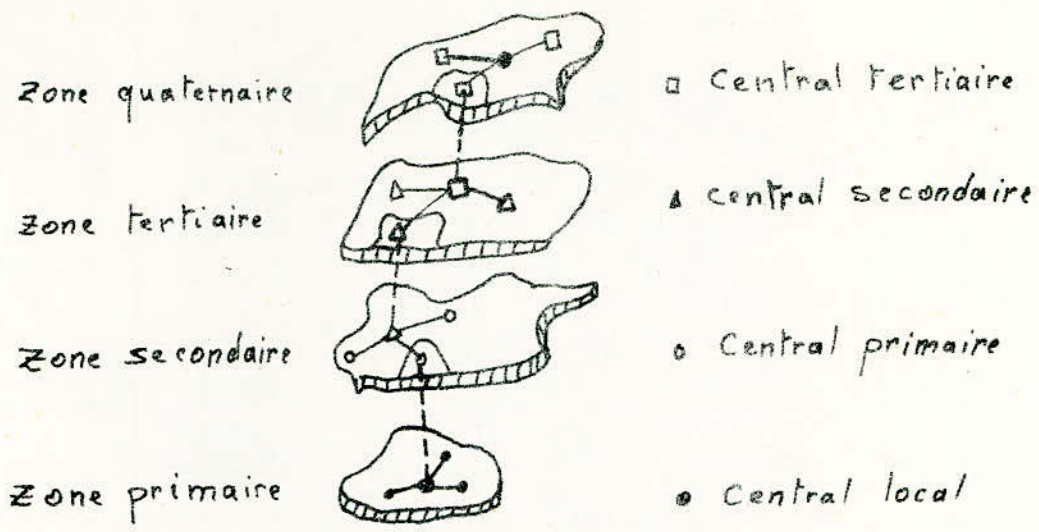
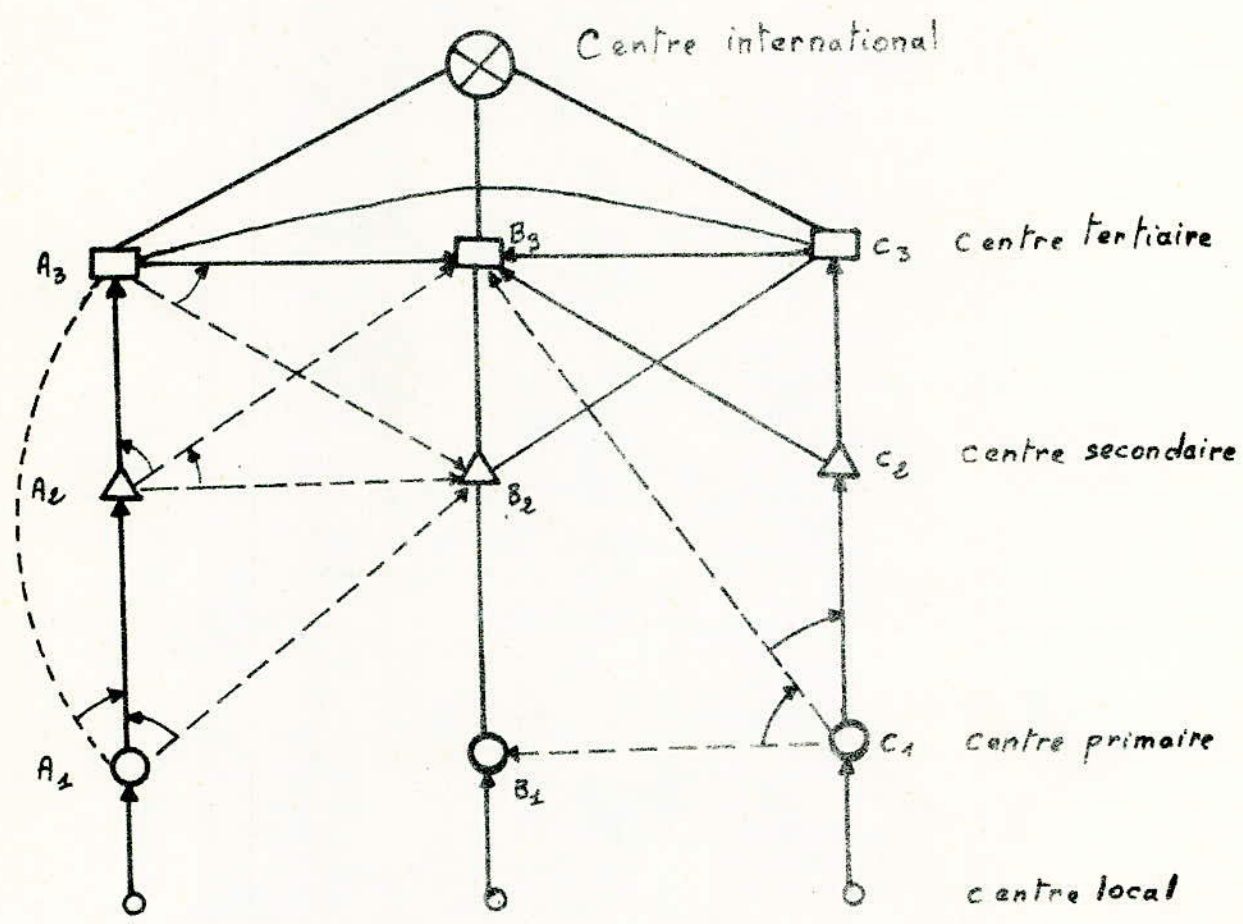


fig 4: Exemple de zones de réseau.



- ↗ Débordement d'une voie sur l'autre
- Voie de dernier choix
- - - Voie à utilisation élevée (ou de premier choix)
- Voie directe

fig 5: Exemple de plan d'acheminement du trafic pour un réseau national

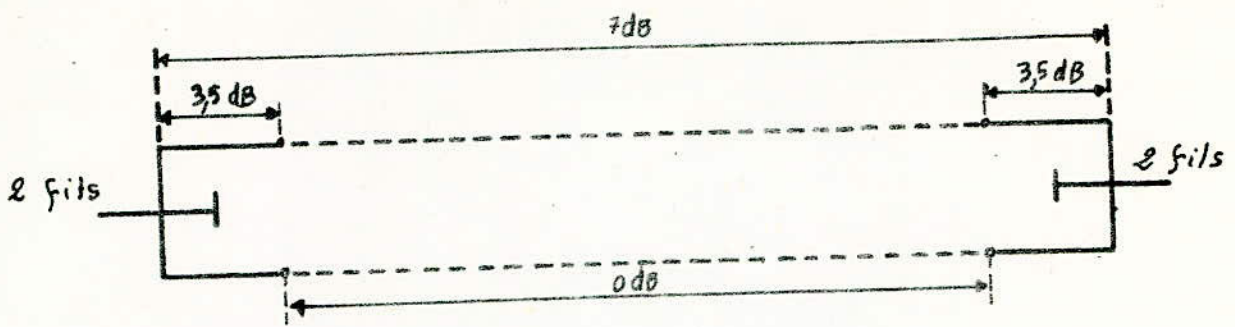


fig 6: communication analogique

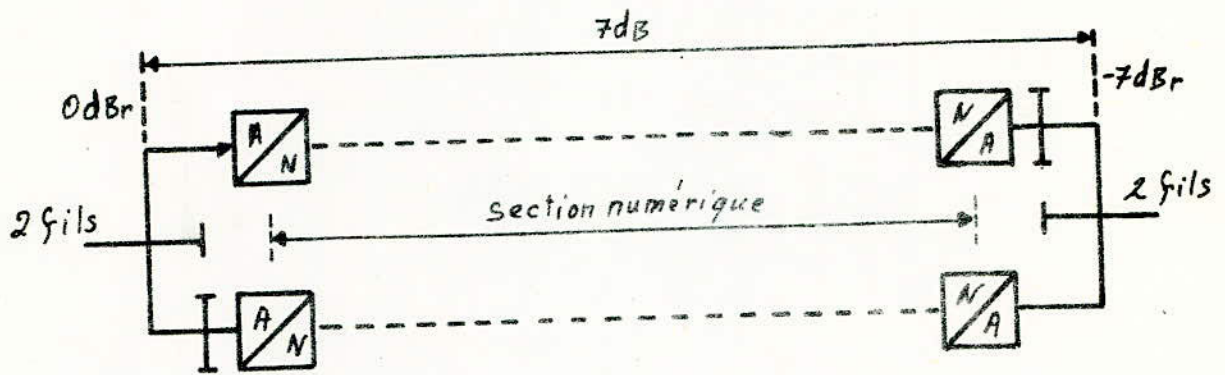


fig 7: Communication numérique

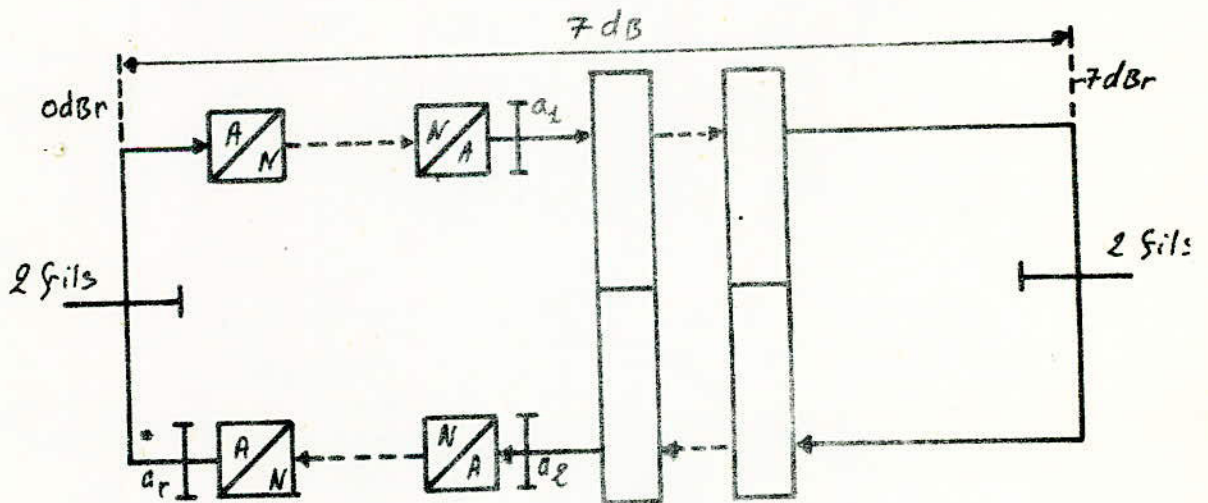


fig 8: connexion entre une section numérique et une section analogique à 4 fils

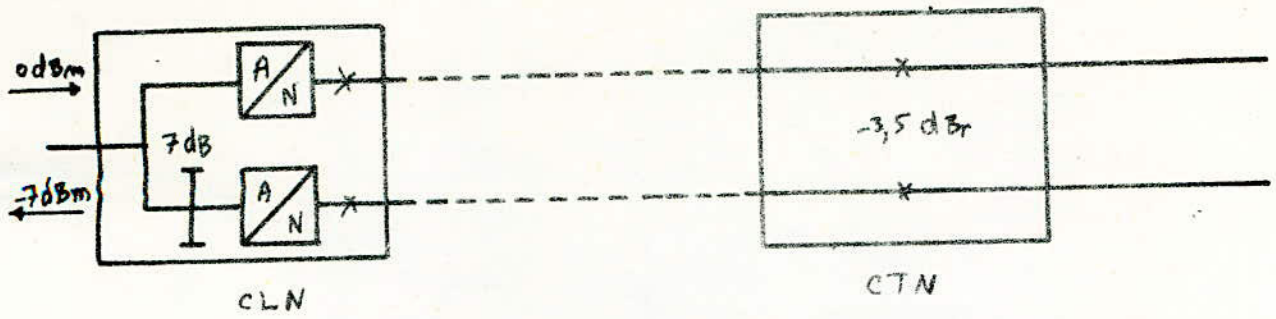


fig 9: Circuit reliant un central local numérique (CLN) à un Centre de transit numérique (CTN)

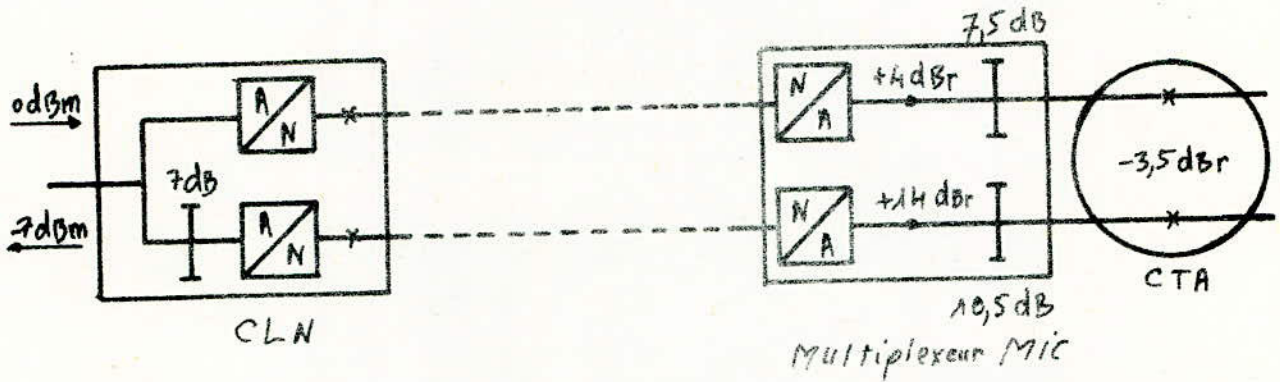


fig 10: Circuit reliant un central local numérique (CLN) à un centre de transit analogique (CTA) à 4 fils

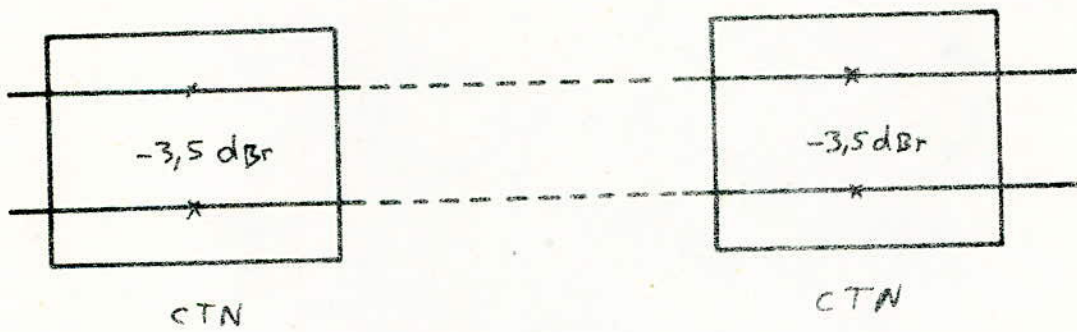


fig 11: Circuit reliant deux centres de transit numériques (CTN)

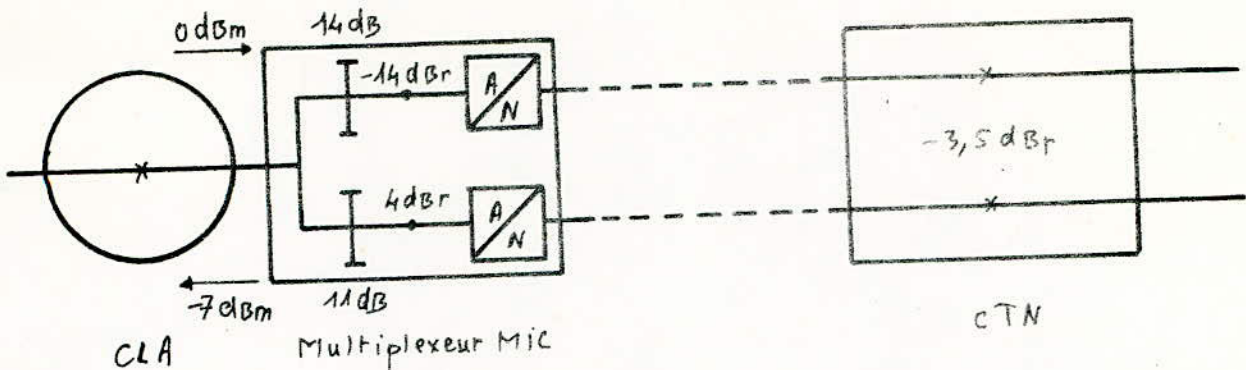


fig 12. Circuit reliant un central local analogique (CLA) à un centre de transit numérique (CTN) à 4 fils.

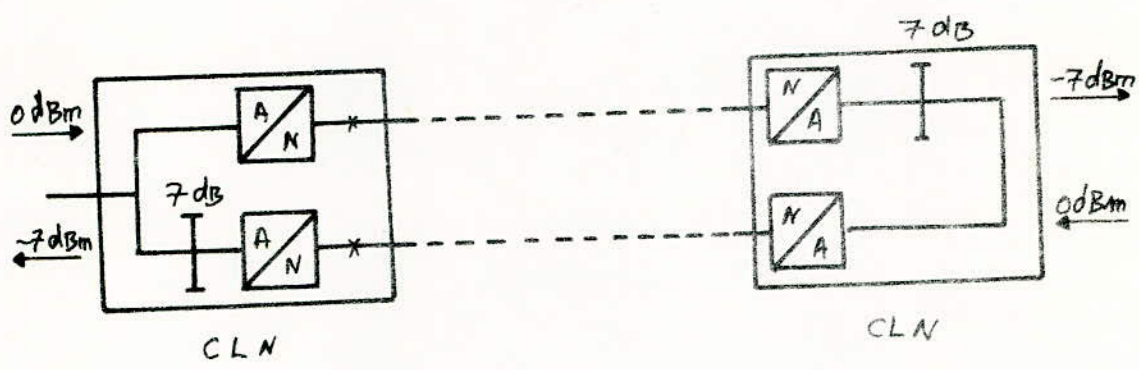


fig 13: Circuit reliant deux centraux locaux numériques (CLN)

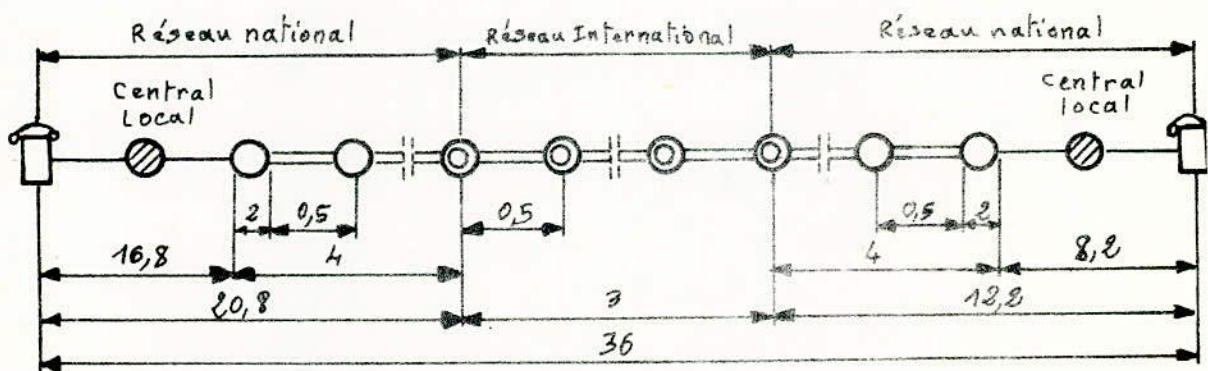


fig 14: Distribution de l'affaiblissement de référence maximum du système dans des liaisons internationales.

SIGNALISATION ET SYNCHRONISATION

I- Signalisation

Un autocommutateur téléphonique agit en réponse à des demandes qui lui sont faites à distance, soit par des postes d'abonnés, soit par des autocommutateurs distants. L'établissement des communications nécessite donc des échanges d'informations pour lesquels l'autocommutateur doit disposer de fonction de dialogue avec l'extérieur : ce sont les fonctions de relation. Ces échanges sont très différents suivant qu'ils sont effectués sur une ligne d'abonné ou sur une jonction entre autocommutateur. L'ensemble des procédures qui les régissent est connu sous le nom de signalisation téléphonique.

I-1. Les principales informations transmises en téléphonie

On peut classer les principales informations à transmettre en téléphonie en 4 groupes.

a) Les informations relatives à l'état des liaisons participant à l'établissement d'une communication. Ce sont

- l'information de prise qui a pour but d'alerter l'autocommutateur distant et de lui demander de passer en position de réception de numérotage,
- l'information de libération qui indique que la communication demandée est terminée et que tous les équipements engagés doivent être libérés.

b) Les informations de numérotation. Ce sont :

- la demande d'information de numérotation qui est émise après réception de l'information de prise lorsqu'un autocommutateur est prêt à recevoir la numérotation. C'est l'invitation à transmettre,
- les informations de numérotation qui sont constituées de tout ou partie du numéro de l'abonné demandé auquel on a pu ajouter des informations de service spécifiques.

c) Les informations de fin de sélection qui indiquent l'état de la ligne demandée ou la cause de non aboutissement de la tentative d'appel.

d) Les informations de supervision qui reflètent l'état du crochet commutateur du poste de l'abonné demandé. Ce sont :

- l'information de réponse du demandé : elle indique que l'abonné est présent et que la taxation de la communication doit commencer,
- l'information de raccrochage du demandé. Elle provoque, si l'abonné demandeur ne raccroche pas, la libération, après temporisation, de la connexion établie.

L'état du crochet commutateur du poste de l'abonné demandeur est connu de manière implicite, puisque c'est le décrochage du demandeur qui provoque la demande de communication (prise) et le raccrochage du demandeur, la rupture de la communication (libération).

I-2. Echanges d'informations sur une ligne d'abonné

Dans les réseaux téléphoniques automatiques, l'alimentation du poste d'abonné est centralisée au niveau de l'autocommutateur. Cette caractéristique est largement mise à profit pour transmettre les principaux signaux échangés sur ligne d'abonné appelante ou appelée.

a) Signaux échangés dans le cas d'abonné appelant

Au repos le poste d'abonné, présente une impédance infinie (ouverture de la ligne) vis-à-vis de la source d'alimentation au central.

Dès le décrochage du combiné (fermeture de la ligne), le poste d'abonné présente une "boucle" sur la ligne. L'autocommutateur détecte l'augmentation du courant parcourant la ligne et passe en position de réception de la numérotation. Cette situation une fois atteinte, il l'indique en émettant une tonalité audible dite d'invitation à numéroter. La transmission du numéro demandé peut prendre deux formes différentes suivant la nature du poste et les possibilités de l'autocommutateur :

- Numérotation au cadran (ou décimale). Lorsque le poste demandeur est équipé d'un cadran ou d'un clavier à émission décimale, les chiffres constituant le numéro sont transmis sous forme de trains d'impulsions, comportant, en général, un nombre d'impulsions égal au chiffre à transmettre. Ce mode de numérotage est relativement lent (moyenne de 1 chiffre par seconde) et ne permet pas de transmettre des informations autres que les dix chiffres 0, à 9.

- Numérotation au clavier à fréquences vocales. Ce système de numérotation qui lève les contraintes propres à la numérotation au cadran, utilise deux groupes de 4 fréquences vocales. Un signal, correspondant à l'enfoncement d'une touche du poste à clavier, est constitué de deux fréquences, appartenant l'une à un groupe, l'autre à l'autre :

	F ₁	F ₂	F ₃	F ₄
f ₁	1	2	3	A
f ₂	4	5	6	B
f ₃	7	8	9	C
f ₄	*	0	7	D

F₁ = 1209 Hz

f₁ = 697 Hz

F₂ = 1336 Hz

f₂ = 770 Hz

F₃ = 1477 Hz

f₃ = 852 Hz

F₄ = 1633 Hz

f₄ = 941 Hz

L'envoi du chiffre 7 correspond à l'émission des fréquences f₃ et F₁.

On peut aussi constituer 16 signaux distincts qui correspondent aux dix chiffres et à six signaux additionnels permettant de donner des commandes particulières à l'autocommutateur pour le traitement de services supplémentaires. L'émission d'un signal dure aussi longtemps qu'une touche est enfoncée, mais le système permet de transmettre jusqu'à environ 10 chiffres à la seconde. Ceci permet d'envisager pour l'avenir d'utiliser un poste téléphonique à clavier comme moyen d'accès à des systèmes variés, tels que systèmes de renseignements automatiques, informations, relations commerciales, etc.

Voici quelques valeurs de paramètres de l'interface abonné/autocommutateur

Temporisation interchiffre	10 à 20 s
Temporisation de raccrochage du demandé	4 s
Signal de rappel	rupture de boucle comprise entre 200 et 320 ms
Raccrochage	rupture de boucle supérieure à 400 ms
Courant en ligne	20 à 50 mA
Courant d'appel	80 V, 25 ou 50 Hz
1ère tonalité d'invitation à numéroté	440 Hz
2ème tonalité d'invitation à numéroté	440 + 330 Hz
Bande passante	300 - 3400 Hz

I-3. Echanges d'informations entre deux autocommutateurs

La signalisation entre autocommutateurs peut être échangée soit sur une liaison commune à plusieurs jonctions et spécialisée à la transmission de la signalisation (signalisation par canal sémaphore), soit sur la jonction entre autocommutateurs (signalisation voie par voie). Dans ces deux méthodes, les informations transmises pour l'établissement des communications restent les mêmes.

I-3-1. Signalisation par canal sémaphore

La signalisation par canal sémaphore est une technique de signalisation qui relève de la commande par programme enregistré (SPC). Elle est favorisée par la transmission numérique mais peut être aussi appliquée dans un contexte analogique.

I-3-1-1. Caractéristiques générales

Dans la signalisation par canal sémaphore, l'information est transmise sous forme de messages de signalisation, se composant chacun d'un groupe d'éléments binaires ayant une structure et un contenu bien définis. L'association de l'in-

formation de signalisation au circuit de conversation auquel elle se rapporte est indépendante de la voie utilisée pour son transfert; c'est ce qui distingue ce mode de signalisation du système voie par voie.

Chaque message comprend une étiquette qui identifie le circuit de conversation.

Il existe deux systèmes de signalisation par canal sémaphore normalisés au plan international, à savoir les systèmes n° 6 et le n° 7 du CCITT. On peut se fonder sur ces deux systèmes pour établir un système ~~quant~~ à notre réseau téléphonique d'Alger 1990.

I-3-2. Signalisation voie par voie

En signalisation voie par voie, la transmission des signaux est faite concurrentement à celle de la parole : elle peut utiliser soit la bande de fréquences réservées à la transmission des signaux de parole, soit un support de transmission indépendant associé néanmoins à la voie de conversation.

Dans le premier cas, on dit que la signalisation est "dans la bande", dans le second, qu'elle est "hors bande".

La signalisation peut être transmise :

- Sous forme d'impulsions : dans ce cas, le support utilisé pour la transmission qui est en général dans un état dit de repos peut prendre un certain nombre d'états dits actifs. Un signal est constitué d'un passage de support de l'état de repos à un des états actifs pendant une durée qui peut être significative du signal transmis. On emploie normalement des impulsions de courant continu, d'une seule fréquence ou de plusieurs fréquences combinées. Ces signaux sont caractérisés par deux paramètres fondamentaux, leur durée et leur succession.

- Sous forme de changements d'état : dans ce cas, le support utilisé pour la transmission des signaux peut prendre un certain nombre d'états. Un signal est constitué d'une transition d'un état à un autre, exemple, quand on n'a qu'une seule fréquence de signalisation, le code consiste en présences ou absences de cette fréquence.

- Sous forme asservie : Le support de transmission est analogue à celui utilisé pour la transmission des signaux sous forme d'impulsions. Toutefois, l'émission n'a pas une durée calibrée : elle dure aussi longtemps que l'organe récepteur n'a pas transmis un signal d'accusé de réception.

La nature des signaux à transmettre et leur complexité varient suivant la phase de la communication traitée. Les systèmes de signalisation voie par voie distinguent classiquement, d'une part les signaux de ligne relativement peu nombreux dont certains doivent pouvoir être transmis à tout moment, d'autre part les signaux d'enregistreur qui permettent la transmission des informations plus élaborées dans la seule phase d'établissement de l'appel.

a) Les signaux de ligne

On trouve sous ce nom, les signaux relatifs à l'engagement de la jonction entre autocommutateurs (signaux de prise et de libération), les signaux de supervision (réponse et raccrochage du demandé), et parfois certains signaux relatifs à la situation de la ligne appelée.

La plupart du temps, le nombre de signaux de ligne reste limité. Ils peuvent être transmis soit hors de la bande de conversation (par exemple le système R₂ du CCITT), soit dans la bande (par exemple les systèmes n° 5 et R₁ du CCITT), en MIC (version numérique du système R₂ du CCITT).

b) Les signaux d'enregistreurs : Ils servent à transmettre le numéro de l'abonné demandé ou toute autre information nécessaire pour établir la communication.

Comme ces signaux n'ont d'intérêt que pendant l'établissement de la communication, les équipements correspondant seront conçus en fonction du trafic. La signalisation entre enregistreurs mettra en oeuvre les méthodes de transmission suivantes :

- impulsions décadiques (en courant continu, hors bande MIC) transférées sur la voie de signalisation de ligne,

- multifréquence (à impulsions, asservie).

c) Mode de fonctionnement

Les systèmes de signalisation peuvent fonctionner liaison par liaison ou de bout en bout.

La signalisation en ligne ne peut utiliser que la méthode liaison par liaison.

La signalisation entre enregistreurs est possible par soit par liaison, soit de bout en bout. Si elle se fait liaison par liaison, l'information d'adresse est transmise à partir du central de départ vers le central suivant, où elle est analysée et transmise à nouveau, intégralement ou en partie, au central suivant. La manoeuvre se répète jusqu'à ce que l'information concernant l'abonné demandé atteigne le central de destination.

Pour une signalisation de bout en bout, le central de départ contrôle directement tout l'établissement de la communication jusqu'au central de destination. Il n'envoie à chaque central que l'information strictement nécessaire pour établir la liaison jusqu'au central suivant.

I-4. Les systèmes de signalisation voie par voie

I-4-1. Système de signalisation MF SOCOTEL

Ce système de signalisation comporte deux parties distinctes : d'une part, une signalisation d'enregistreurs du type multifréquence, d'autre part, un certain nombre de signalisations de ligne adaptées aux différents supports de transmission qu'on peut rencontrer.

La signalisation d'enregistreurs utilise sept (7) fréquences : les fréquences 700, 900, 1100, 1300, 1500 et 1700 Hz qui sont appelées fréquences de code et la fréquence 1900 Hz appelée de contrôle. Les fréquences de code permettent de constituer 15 combinaisons qui sont utilisées pour transmettre tous les signaux d'enregistreurs que ce soit dans le sens de l'établissement de la communication "signaux en avant" ou dans le sens inverse "signaux en arrière". A chaque combinaison de fréquences utilisées vers l'avant ou vers l'arrière, on peut affecter une triple signification dénommée a, b, c et A, B, C. La signification d'une combinaison dépend de sa place dans la séquence de signalisation.

Les signaux d'enregistreurs sont transmis sous forme asservie : la fréquence de contrôle est émise comme accusé de réception à une combinaison de code correctement reçue. La réception de la fréquence de contrôle provoque l'arrêt de l'émission des deux fréquences de code et la fin de réception des fréquences de code provoque l'arrêt de l'émission de la fréquence de contrôle.

Le système de signalisation pouvant être utilisé sur des circuits à deux fils de conversation, et les mêmes fréquences étant utilisées pour la transmission en avant et en arrière, les signaux sont transmis en alternat suivant une séquence préétablie fondée sur le nombre de chiffres transmis. Des signaux de code d'accès préliminaires à la transmission de la numérotation permettent à l'extrémité réceptrice de connaître le nombre de chiffres du numéro demandé et donc de déterminer l'instant où des signaux en arrière peuvent être transmis. La signalisation d'enregistreurs du système MF SOCOTEL permet l'exploitation de la signalisation de bout en bout. L'ensemble des signaux relatifs à l'aboutissement de la tentative d'appel étant transmis sous forme de signaux d'enregistreurs, les signalisations de ligne comportent un nombre réduit de signaux. Deux signalisations de ligne sont plus fréquemment utilisées, une signalisation de ligne à impulsions et une signalisation de ligne à changement d'état adaptée aux supports permettant la transmission du courant continu. Aucune d'elles ne permet l'exploitation bidirectionnelle des circuits.

Voici certaines caractéristiques des signaux de ligne à impulsion du système MF SOCOTEL

Signification des signaux	Durée (en ms) et sens de transmission	Tolérance à l'émission
Prise	100 →	+ 10 ms
Réponse du demandé	100 ←	+ 10 ms
Raccrochage du demandé	100 233 100 233 ← ←	100 + 10 ms et (100 + 233) + 35 ms
Fin	(train continu) 500 →	+ 250 ms

I-4-2. Système de signalisation R₂

Le système R₂ a été normalisé en 1968 par le CCITT comme système de signalisation "régional". Il est utilisable en exploitation nationale et internationale.

La signalisation d'enregistreurs utilise deux groupes de six fréquences : les six (6) fréquences 1380, 1500, 1620, 1740, 1860 et 1980 Hz sont utilisées pour transmettre les signaux vers l'avant et les 6 fréquences 1140, 1020, 900, 780, 660 et 540 Hz les signaux vers l'arrière. Les signaux sont transmis sous forme de combinaisons de deux fréquences vers l'avant ou vers l'arrière. Aussi, il est possible de constituer 15 combinaisons multifréquences dans chaque sens d'établissement de communications. A chaque combinaison de fréquence sont affectées deux significations qu'on appelle : signification des groupes I et II pour les combinaisons vers l'avant et significations des groupes A et B pour les combinaisons vers l'arrière. Toutefois certaines combinaisons peuvent avoir plus de deux significations. La signification à donner à une combinaison multifréquence dépend de sa place dans la séquence de signaux d'enregistreurs et du signal transmis au préalable.

La transmission des signaux d'enregistreurs est faite sous forme asservie. Toutefois, à la différence du système MF SOCOTEL, les signaux vers l'arrière sont transmis sous forme d'accusé de réception aux signaux vers l'avant : c'est cette caractéristique, jointe à l'exploitation sur circuits à deux fils de conversation qui rend nécessaire l'utilisation de fréquences différentes pour les signaux vers l'avant et les signaux vers l'arrière. Le principe de l'asservissement est identique à celui du système MF SOCOTEL, la fréquence de contrôle étant remplacée par une combinaison multifréquence vers l'arrière. Avec le système R₂, on peut transmettre une grande quantité d'informations tout en ayant une très bonne fiabilité. La vitesse de transmission est très grande (5 à 8 chiffres par seconde). Le système R₂ permet le retrait et la remise en service automatiques des circuits défectueux.

II- Synchronisation

Un plan de synchronisation du réseau est établi dans le but d'assurer le fonctionnement synchrone des commutateurs et des artères de transmission. On peut envisager l'exploitation plésiochrone du réseau, chaque point nodal comportant une horloge de grande stabilité qui fonctionne indépendamment, à une rapidité très voisine de celle des autres horloges nodales. Cependant, on accorde la préférence à un réseau entièrement synchronisé avec une hiérarchie de noeuds de synchronisation, cette hiérarchie pouvant correspondre mais pas obligatoirement à la hiérarchie de commutation pour l'acheminement. Au niveau le plus élevé de la hiérarchie de synchronisation, on aura un ou plusieurs points nodaux comportant une horloge maîtresse, alors qu'au niveau le plus bas (par exemple dans les centraux locaux) les horloges seront asservies à un niveau plus élevé. Aux niveaux intermédiaires, les points nodaux peuvent recevoir et émettre une information de rythme de référence servant à établir un réseau d'horloges mutuellement synchronisées. Il est à remarquer que la nécessité d'avoir un réseau entièrement synchrone ou quasi plésiochrone dépend davantage des exigences de la transmission de données que de la téléphonie numérique.

CHAPITRE VII

TRANSMISSION TELEPHONIQUE

I- Introduction

I-1. Dans un réseau de télécommunications, on distingue deux parties essentielles : le réseau de distribution et le réseau interurbain.

* Le réseau de distribution : comprend les appareils installés chez les usagers (poste téléphonique), les lignes d'abonnés qui raccordent ces appareils aux centres de rattachement et des centres eux-mêmes.

* Le réseau interurbain : est constitué par des centraux téléphoniques hiérarchisés et reliés entre eux par des circuits. La mise en chaîne de ces circuits obéit à des règles précises, fixées par le plan de transmission comme il en était question dans notre première partie.

La réalisation des circuits repose sur l'emploi de moyens de transmission qui, depuis le début de la téléphonie, vers la fin du siècle dernier, n'ont cessé de s'enrichir et de se perfectionner. Ces progrès considérables ont eu pour double effet de multiplier le nombre de circuits et d'en diviser le coût par plusieurs puissances de dix, cette explosion quantitative allant de paire avec une amélioration considérable de la qualité.

II- Circuits téléphoniques

II-1. Impédance et équivalent

Un circuit téléphonique peut être considéré comme un quadripôle dont les accès sont souvent désignés par O et E (origine Extrémité) qui est capable de transmettre dans les deux sens. L'impédance des circuits est normalisée à 600Ω . L'équivalent d'un circuit est défini comme un affaiblissement composite mesuré entre un générateur et un récepteur de 600Ω d'impédance. Comme tout circuit téléphonique transmet dans les deux sens, deux équivalents lui sont associés qui ne sont pas forcément égaux.

II-2. Circuits deux fils - Circuits quatre fils

Dès que la longueur d'un circuit dépasse quelques kilomètres, sa réalisation fait appel à des équipements de transmission dont certains sont unidirectionnels (amplificateurs par exemple). Tout circuit interurbain ou international moderne comprend donc deux voies, une par sens de transmission, chacune d'elles empruntent un support et des équipements distincts de celle de l'autre.

Lorsque les supports des voies sont des lignes métalliques, il y a deux conducteurs (2 fils par voie) et donc 4 fils pour les 2 voies constituant le circuit. On parle souvent que la transmission est du type 4 fils.

La séparation des 2 sens de transmission peut ne pas être maintenue aux centres de commutation et plusieurs types de circuits sont possibles :

- circuit 4 fils commuté en 4 fils aux 2 extrémités,
- circuit 4 fils commuté en 2 fils aux 2 extrémités,
- circuit 4 fils commuté en 2 fils à une extrémité et en 4 fils à l'autre.

La ligne d'abonné comportant 2 fils et la transmission sur les circuits se faisant en 4 fils, des dispositifs, appelés termineurs, sont nécessaires pour permettre le passage de 2 fils en 4 fils et le passage inverse. L'un des plus utilisés est le termineur à transformateur différentiel. Ce termineur est dans la pratique constitué de 2 transformateurs différentiels et un équilibreur de ligne. Si le nombre de spires des enroulements des transformateurs sont choisis dans le rapport en $1 : \sqrt{2}$ comme le montre la figure 1, le termineur possède la même impédance indépendamment de quel côté le termineur est raccordé.

Si l'impédance de l'équilibreur de ligne z_b est égale à celle de la ligne bifilaire, cela empêche le signal vocal entrant dans la ligne à 4 fils de ~~faire~~ vers le côté sortant de la ligne à 4 fils. Ce type de termineur équilibré divise la puissance du signal appliqué en 2 parties égales dont une seule est transmise dans la direction de parole.

Ceci provoque une perte de puissance équivalente à un affaiblissement de 3 dB. En pratique, les transformateurs exigent un affaiblissement de 0,5 dB, ultérieurement. Ainsi l'affaiblissement total causé par le termineur est environ 3,5 dB dans chaque direction.

Si on a les impédances de ligne et d'équilibreur égales $Z_L = Z_b$ et on dénomme celles des 2 accès de la parole Z et Z' , l'affaiblissement entre la ligne (2 fils) et l'accès opposé (équilibreur) vaut approximativement en décibels : $6 + 20 \log_{10} \left| \frac{Z + Z'}{Z - Z'} \right|$ tant que Z et Z' restent relativement voisines de Z_b .

La figure 2 représente la constitution d'un circuit 4 fils commuté en 2 fils; c'est un système à boucle fermée et, comme tel, il peut être le siège d'oscillations. Etant donné l'équilibrage difficile à réaliser puisque les impédances des circuits sont variables d'une communication à l'autre pour un abonné, il y a lieu de limiter supérieurement le gain des voies, ainsi on garantit une stabilité. On recommande sur ce type de liaison un équivalent de référence de 7 dB selon le CCITT.

III- Transmission en fréquences vocales. Transmission par multiplexage

La réalisation des circuits fait appel à des procédés qui peuvent être classés en deux principales catégories : la transmission en fréquences vocales et la transmission par procédé multiplex.

■ Dans la première, le signal présent à l'origine du circuit est acheminé jusqu'à l'autre extrémité sans subir, durant son parcours, aucune altération volontaire de nature à en modifier la composition spectrale. Une paire métallique est alors nécessaire pour chaque circuit et, presque toujours, la transmission se fait en deux fils.

■ Dans la seconde, au contraire, un support commun est utilisé pour procurer plusieurs circuits et la transmission est du type 4 fils. Deux procédés de multiplexage sont utilisés : le multiplexage par répartition en fréquence, dit aussi multiplexage analogique, et le multiplexage numérique, qui est un multiplexage par répartition dans le temps. Si différents que soient les deux modes de transmission, les opérations nécessaires pour restituer à l'extrémité distante des messages identiques à ceux qui sont présents à l'extrémité de départ se décomposent de la même manière. Les signaux sont d'abord multiplexés, c'est-à-dire subissent une série de traitements aboutissant à la constitution d'un signal unique, dit signal multiplex. Des équipements assemblent les informations en canaux de capacité normalisée, cette capacité s'exprimant en largeur de bande (kilo ou mégahertz) en transmission analogique, en débit binaire (kilo ou mégabits par seconde) dans le cas du numérique.

Le système de transmission est soit un système sur lignes métalliques, soit un faisceau hertzien dont la porteuse est modulée par le signal multiplex.

III-1. Multiplexage analogique par répartition en fréquence

III-1-1. Principe

Les sons émis par la voie humaine peuvent être obtenus en décomposant entre eux des signaux sinusoïdaux dont la fréquence s'étend de 300 à 16000 Hz. Si, sur un graphique, on représente l'énergie transportée par chaque composante, on obtient la courbe de la figure 3. Un tel graphique est appelé spectre de fréquences. On constate sur ce graphique que la plus grande partie de l'énergie est contenue dans la bande inférieure à 4 KHz. En téléphonie, on considère qu'il est suffisant de transmettre les fréquences jusqu'à 4 KHz pour obtenir une bonne intelligibilité de la voie, c'est-à-dire une reproduction correcte des mots et des phrases. On aura donc le spectre que l'on symbolise de la façon suivante (voir fig. 4). Mais les fils de transmission peuvent transporter des signaux dont la fréquence s'étend jusqu'à 60 MHz (câbles coaxiaux). Ne transporter qu'une seule communication à la fois sur un tel câble sous emploie la capacité en fréquence de celui-ci. C'est cette constatation qui est à l'origine du multiplexage en fréquence. A cette constatation on peut ajouter que dans des réseaux de lignes de jonction, entre des centraux téléphoniques, on a utilisé des liaisons réelles, constituées de câbles, pupinisés ou sans pupinisation, ou constitués de fils nus aériens

sur des poteaux. Sur des longues distances il était nécessaire d'introduire des amplificateurs à intervalles réguliers. Le nombre d'amplificateur fut très grand, car il fallait installer un amplificateur à chaque point d'amplification et pour chaque direction de parole. On déduit bien qu'à l'augmentation du nombre de liaison, le coût pour l'installation et la maintenance fut très grand. Ces conditions ont contribué à la création d'un système optimisant la transmission : ce système est le multiplex par répartition en fréquence (FDM : Fréquence Division Multiplex).

Le principe de ce système a été emprunté de la technique radio.

Il s'agit de placer les bandes vocales de chaque voix, l'une à côté de l'autre (opération de transposition) à l'échelle de fréquences porteuses. Ceci est réalisé à l'aide du procédé de modulation des fréquences vocales sur des fréquences porteuses. Cet empilement des signaux se fait en deux étapes : d'abord, transposition de chacun des signaux dans la bande qui lui est affectée, puis couplage sur un support commun (voir fig. 5). On obtient donc après multiplexage, un signal à large bande qui contient plusieurs communications. En réception, il suffira de filtrer le signal pour isoler une bande de fréquences et retransposer le signal filtré dans la bande 0,4 KHz pour récupérer le signal origine.

III-1-2. Différents modes de transmission

En premier lieu, on a construit un système à 3 voies téléphoniques. Ce système fut complété avec un système à 12 voies. La fréquence porteuse maximum était d'environ 150 KHz, qui est la fréquence maximum pour l'utilisation du système FDM sur des lignes en fils nus aériens.

Pour utiliser le système FDM sur des câbles à paires, il est nécessaire de compenser l'affaiblissement dans le câble à l'aide d'amplificateurs. Ce ne fut que lorsque le principe de la contre-réaction négative, fut découvert en 1934 qu'il devint possible d'obtenir une stabilité d'amplification pour ce type de câble. La fréquence porteuse la plus élevée du système à 60 voies est 252 KHz, qui représente la limite supérieure de fréquence porteuse de transmission par câble à paires.

Le câble coaxial a constitué le moyen de transmission qui a permis le développement des systèmes d'un plus en plus grand nombre de voies. Un câble coaxial est constitué de tubes coaxiaux, chacun des tubes ayant un conducteur intérieur entouré par un conducteur cylindrique extérieur. Le problème de diaphonie est presque surmonté, à 500 KHz, la diaphonie est pratiquement indétectable. Les tubes coaxiaux dans un câble coaxial sont utilisés à paires.

Ainsi, on peut arriver à transmettre sur deux paires 10800 voies formant un signal de bande 4 MHz - 60 MHz. Pour autres supports de transmission on peut prendre la liaison hertzienne ou radio.

III-1-3. Modulation et démodulation

Les fréquences vocales d'une voie sont mélangées dans un modulateur avec une fréquence porteuse f_c , la bande de fréquence étant $f_c + n f_s$ avec $n=1,2,.....$ et $f_s = f_2 - f_1 =$ largeur de bande.

Dans la technique FDM, la bande actuelle à utiliser est $f_c + f_s$, appelée "bande latérale supérieure", et $f_c - f_s$, appelée "bande latérale inférieure". Les autres bandes sont éliminées à l'aide des filtres (voir fig. 6).

Dans la démodulation, le signal, par exemple $f_c - f_s$, est mélangé avec la fréquence porteuse f_c , ce qui donne $f_c \pm n(f_c - f_s)$. Après filtrage, il reste la bande f_s . Il n'est pas nécessaire de transmettre l'onde porteuse f_c lorsque, pour la démodulation, on peut produire dans la station réceptrice un substitut de l'onde porteuse. Cette onde porteuse de substitution doit avoir la fréquence correcte et la phase correcte. Ce procédé de ne pas transmettre l'onde porteuse s'appelle "onde porteuse supprimée". Il n'est pas non plus nécessaire de transmettre les deux bandes latérales ($f_c + f_s$) et ($f_c - f_s$). Il suffit d'une seule bande latérale pour la démodulation (bande latérale unique : BLU). Avec la BLU, on économise la moitié de la gamme de fréquence et la moitié d'énergie à l'émission. On peut user d'un modulateur annulaire pour cette technique de modulation.

III-1-4. Hiérarchie des multiplex analogiques

La combinaison des groupes de 12 voies se fait en deux étapes, une étape pour combiner un groupe de 3 voies. Avec cette procédure de modulation, on n'a besoin que de 7 fréquences porteuses au lieu des 12 qui seraient nécessaires en modulation directe.

Une voix téléphonique (0,3 à 3,4 KHz) est modulée avec une fréquence porteuse de 12 KHz. La fréquence porteuse est supprimée par le modulateur, et la bande latérale inférieure est bloquée par le filtre passe-bande comme le montre la figure 6. La voix téléphonique est donc déplacée vers le haut sur l'échelle des fréquences, pour devenir la voix n° 1, dans la gamme de fréquences de 12 à 16 KHz.

La voix téléphonique suivante est modulée avec une fréquence porteuse de 16 KHz, et filtrée à 16 - 20 KHz (voix 2). La 3ème voix téléphonique est placée dans la gamme de fréquence de 20 - 24 KHz.

Ce groupe de 3 voix couvre une gamme totale de fréquence de 12 à 24 KHz. Les voix 4 à 6, 7 et 9 et 10 à 12 sont traitées de la même façon et l'on obtient au total 4 groupes de 3 voix. Le premier groupe de 3 est modulé avec la fréquence porteuse de 120 KHz, et la bande latérale supérieure est supprimée. Les voix 1-3 sont ainsi déplacées jusqu'à la gamme de fréquences 96 à 108 KHz. Le second, le troisième et le quatrième groupe de 3 sont modulés avec les fréquences porteuses de 108, 96 et 94 KHz, si bien que les 12 voix forment un groupe de 12 avec une gamme de fréquences de 60 à 180 KHz. De la même façon, on constitue des groupes de 60, des groupes de 300 etc.. Ceci est représenté sur les figures 7 à 13.

IV- Système de multiplexage par répartition dans le temps

Cette étude est traitée au niveau de la première partie de notre annexe.

Il y a lieu de signaler que d'autres moyens de transmission sont usités de nos jours tel que le faisceau hertzien avec sa version numérique ainsi que la fibre optique.

Pour la hiérarchie européenne, on trouve :

- groupe numérique d'ordre 1 : 30 voies (1 MIC) : 2 Mbit/s
- " " " 2 : 120 voies (4 MIC) : 8 Mbit/s
- " " " 3 : 480 voies (4 GN2) : 34 Mbit/s
- " " " 4 : 1920 voies (4 GN3) : 140 Mbit/s
- " " " 5 : 7680 voies (4 GN4) : 600 Mbit/s

En cours de normalisation 11520 voies (6 GN4) : 840 Mbit/s.

La hiérarchie nippo-américaine se compose de :

- GN 1 : 24 voies : 1,5 Mbit/s
- GN 2 : 96 voies (4 GN1) : 6,3 Mbit/s
- GN 3 : { USA : 480 voies (6 GN2) : 32 Mbit/s
JAPON : 672 voies (7 GN 2) : 45 Mbit/s
- GN 4 : { USA : 1440 voies (3 GN3) : 98 Mbit/s
JAPON : 4032 voies (6 GN 3) : 274 Mbit/s
- GN 5 : JAPON : 5760 voies (4 GN4) : 397 Mbit/s

Equipement multiplex numérique pour systèmes de lignes à 8 Mbits

La fonction de base d'un multiplexeur numérique est de combiner un certain nombre d'impulsions d'arrivée en un unique train d'impulsions de départ d'un débit binaire brut légèrement supérieur à la somme des débits binaires des affluents. Différentes méthodes de multiplexage, basées sur les multiplexeurs à 24 et 30 voies, comportant un fonctionnement synchrone, une justification positive, positive-négative ou positive-nulle-négative et un entrelacement de bits.

1) Principe du multiplexeur - démultiplexeur asynchrone

L'équipement d'extrémité se compose d'un organe d'émission dit multiplexeur et d'un organe de réception le démultiplexeur. Le multiplexeur élabore une voie numérique résultante à 8448 Kbit/s, par multiplexage temporel des éléments binaires de 4 voies numériques à 2048 Kbit/s. Le démultiplexeur traite la voie numérique résultante afin de régénérer les 4 voies numériques composantes.

Les éléments binaires des 4 voies numériques sont désignés par A, B, C et D et constituent ce qu'on appelle des affluents.

Etant donné qu'aucun synchronisme n'est nécessaire entre les affluents et le train d'impulsions à 8448 Kbit/s, des dispositions convenables doivent être adoptées pour informer les récepteurs d'affluent des débits binaires bruts engendrés par les émetteurs d'affluent. Le processus adopté, à savoir la justification des impulsions, est basé sur l'utilisation d'une information de temporisation supplémentaire relative à chaque affluent.

Le train de bits continu à 2048 Kbit/s de l'affluent est écrit dans une mémoire de conversion de débit binaire. La lecture de cette mémoire s'effectue de façon discontinue à 2112 KHz (8448 : 4) en raison des intervalles de pause dans la configuration de trame de second ordre. La majorité des intervalles de pause sont fixés, c'est à dire que la lecture est interrompue pendant la transmission des bits de service de verrouillage de trame et de justification.

2) Structure de la trame d'ordre 2

Le multiplexeur dispose des éléments de la voie numérique résultante sous forme d'une trame de 848 éléments binaires. Cette trame est divisée en 4 secteurs S₁, S₂, S₃, S₄ comprenant chacun 212 e.b. voir figure.

La répartition des éléments binaires dans le secteur S₁ est la suivante :

- Les 10 premiers e.b. constituent le signal de verrouillage de trame (1111010000),
- Les 2 e.b. suivants (n° 11 et 12) sont des e.b. de réserve (le n°11 est utilisé pour transmettre une alarme distante),
- Les 200 e.b. restants sont consacrés à la transmission de l'information; ils constituent 50 groupes consécutifs identiques de 4 e.b.; dans un tel groupe un e.b. est affecté à chaque voie composante, l'e.b. 1 étant attribué à la voie 1, l'e.b. 2 à la voie 2 etc...

Les secteurs S₂, S₃ et S₄ sont identiques. Un de ces secteurs quelconque contient 212 e.b. fractionnés en 53 groupes de 4 e.b. Le premier groupe comprend les e.b. d'indication de justification. Dans ce groupe, un e.b. est alloué à chaque voie composante, l'e.b. 1 à la voie 1, l'e.b. 2 à la voie 2 ... Les groupes suivants contiennent des e.b. d'information.

V- Défauts de la transmission

Les défauts de la transmission sont de nature très variée et leurs causes sont multiples; en outre, la gêne apportée par un défaut donné dépend beaucoup du type de service (téléphonie, transmission de données, transmission télévisuelle, etc...). Donc outre le niveau sonore, dans le cas de la téléphonie, il y a d'autres facteurs qui affectent la qualité de la liaison et l'audibilité du son. Citons, parmi ces facteurs, la limitation de la gamme de fréquences vocales, la distorsion d'affaiblissement, la distorsion due au temps de propagation, la stabilité, les échos, la distorsion de non-linéarité, les parasites et la diaphonie. Une baisse de la qualité d'un ou plusieurs de ces facteurs énumérés peut-être du point de vue audibilité, considérée comme une augmentation de l'affaiblissement.

a) Distorsion d'affaiblissement

Dans des lignes réelles, l'affaiblissement augmente pour les fréquences plus élevées. Normalement, pour que les signaux reçus à l'extrémité d'une ligne reproduisent fidèlement les signaux émis à l'origine, il est en premier lieu nécessaire que les amplitudes relatives des courants des diverses fréquences soient conservées, c'est-à-dire que l'affaiblissement soit le même pour les différentes fréquences. S'il n'est pas ainsi, on dit que le circuit présente de la distorsion d'affaiblissement. Dans les lignes longues, la différence en affaiblissement entre les fréquences basses et hautes est considérable. Les hautes fréquences sont plus affaiblies que les basses, et la voix se trouve assourdie (voix de câble). Cette différence d'affaiblissement peut-être éliminée par l'installation des circuits de correction d'affaiblissement, ou par l'introduction de Bobines pupin.

b) Durée de propagation et distorsion de la durée de propagation de groupe

On appelle vitesse d'onde la quantité $V = \frac{\omega}{\beta}$, la vitesse de groupe est $V_g = \frac{d\omega}{d\beta}$. Le temps de propagation de la parole sur une ligne de longueur l sera donc : $t_p = \frac{l}{V_g} = l \cdot \frac{d\beta}{d\omega}$.

Si le temps de propagation dépend de la fréquence, on dit que la ligne présente de la distorsion de phase. Dans le cas des câbles chargés, la vitesse de propagation est $V_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Si $C = 38,5 \cdot 10^{-9}$ F/km et $L \approx 48 \cdot 10^{-3}$ H/km

On a $V_g \approx 23250$ km/s. Une vitesse de propagation aussi faible peut avoir sur un long circuit une influence gênante sur l'écoulement de la conversation. En effet, les abonnés, dont la plus grande partie des communications (urbaines et interurbaines) s'échange sur des circuits locaux ou nationaux dont la longueur est relativement faible, sont habitués à percevoir sans délai la réponse de leur correspondant. Donc une durée de propagation élevée se manifeste comme un défaut dans la transmission téléphonique.

Le CCITT a donc limité à 150 ms, et sous certaines réserves, à 400 ms, la durée maximum de transmission (temps de propagation de groupe), entre deux abonnés quelconques, pour une communication internationale. Bien entendu, cette limitation entraîne qu'une répartition soit établie entre les circuits internationaux et nationaux constituant une communication internationale. On rappelle que le fait que certaines fréquences, dans une bande vocale, arrivent plus rapidement que d'autres crée un phénomène connu sous le nom de "distorsion de durée de propagation".

c) Distorsions linéaires

Le signal est parfaitement restitué si les conditions suivantes sont simultanément remplies :

- Le spectre du signal reçu comprend les mêmes composantes que celui du signal émis et n'en comprend pas d'autres;
- L'amplitude de chaque composante du signal reçu est proportionnelle à l'amplitude de la composante de même fréquence du signal émis et la différence de phase entre les composantes reçues et émises est proportionnelle à la fréquence.

L'absence de proportionnalité entre les composantes reçue et émise constitue la distorsion linéaire d'affaiblissement, et il y a une distorsion de phase lorsque la différence de phase entre ces mêmes composantes n'est pas proportionnelle à la fréquence.

Pour la distorsion linéaire d'affaiblissement, le CCITT recommande l'utilisation maximale de 12 circuits 4 fils en chaîne pour une communication internationale.

d) Distorsion non-linéaire

Les distorsions de non-linéarité se traduisent par la présence dans le spectre du signal reçu, de composantes dont les fréquences sont des combinaisons linéaires de celles du signal émis. En général, ces fréquences, en partie du moins, n'appartiennent pas au spectre initial. Elles peuvent trouver leur origine dans les noyaux magnétiques des bobines de self induction par suite de l'hystérésis du matériau magnétique qui produit l'harmonique 3 et dans les éléments amplificateurs des stations où se produit l'harmonique 2. Mais au niveau des amplificateurs, la distorsion non-linéaire peut être réduite dans une certaine mesure. Donc pour arriver à sa réduction partielle, il est recommandé d'éviter la saturation de tous les éléments de circuits.

e) Bruits

On peut qualifier de bruit tout signal apparaissant sur un circuit lorsqu'aucun message n'est émis à l'origine. Les bruits sont de nature tellement variée que toute classification semble impossible.

On peut néanmoins tenter de distinguer :

- bruit thermique,
- bruit d'intermodulation dans le système de multiplexage par répartition en fréquences,
- bruit inductif provenant des lignes électriques d'énergie.

f) Diaphonie

Si une conversation sur une ligne est captée par une ligne voisine, on parle de diaphonie (diaphonie intelligible). Le CCITT indique que la différence entre le niveau d'une tonalité d'essai reçue et le niveau de la diaphonie doit être d'au moins 58 dB. Avec le système FDM il peut se produire un type de diaphonie intelligible des bandes de fréquences déplacées. Ce type de bruit est caractérisé comme perturbations, pourtant ce sont des perturbations qui sont plus gênantes que les autres types de bruit, car elles contiennent le rythme des voix humaines, provenant des conversations téléphoniques voisines.

VI- Considérations en numérique

Les spécifications de performances pour les systèmes de transmission existent depuis un certain nombre d'années sous forme d'avis du CCITT (Avis G. 712) et de spécifications nationales; il est naturellement intéressant d'adopter les mêmes spécifications pour les systèmes MIC raccordés aux centraux numériques. Cependant ces performances diffèrent de celles que l'on obtient avec des centraux classiques à division spatiale, dont les spécifications ne peuvent pas être satisfaites avec des centraux numériques. C'est pourquoi il est nécessaire d'examiner les dégradations dues à la MIC et les spécifications des centraux numériques dans le contexte de performances subjectives de liaisons d'abonné à abonné acheminées au travers de diverses combinaisons de réseaux analogiques et numériques en MIC.

Les réductions de qualité dues à la MIC qui affectent les centraux locaux ou de transit pris isolément proviennent essentiellement des facteurs suivants :

- bruit sur un circuit au repos,
- limitations d'amplitude dynamique,
- diaphonie intelligible,
- interférence de ronflement,
- instabilité de niveau.

VI-1. Dégradations des performances en MIC

a) Bruit sur un circuit au repos

La performance habituelle de bruit sur un circuit MIC au repos apporte un accroissement négligeable aux valeurs caractéristiques de bruit de lignes analogiques et, dans les centraux locaux, ceci ne peut guère avoir d'influence que sur les spécifications de bruits de lignes d'abonné répondant aux exigences les plus sévères. Les Avis du CCITT pour les centraux interurbains et internationaux recommandent un niveau de bruit maximal de - 67 dB mop (corrigé selon le psophomètre du CCITT).

b) Limitations d'amplitude dynamique

La MIC de par sa nature introduit une limitation d'amplitude dynamique et ceci constitue une différence fondamentale entre un central numérique et un central classique analogique. Des essais ont montré que l'utilisateur est très tolérant aux phénomènes d'écrêtage de pointes, mais néanmoins il faut apporter beaucoup de soin aux niveaux relatifs de la parole dans le système afin de faire le meilleur usage de l'amplitude dynamique. Actuellement les systèmes MIC sont spécifiés pour un niveau d'entrée maximal de + 3,1 dBmo, en fonction de la distribution statistique des niveaux de parole à la sortie d'un central local analogique et ces mêmes niveaux seront appliqués à un centre local numérique, mis à part la perte de transmission dans le central (environ 1 dB). Par conséquent, tout affaiblissement requis pour des raisons de stabilité sera alors au même niveau relatif que l'entrée du codec, à savoir 0 dBx. Ceci offre également un avantage sur le plan de l'exploitation ou de la maintenance, car le niveau d'émission normalisé à 0dBx est retenu et ceci évite alors toute confusion due à une définition différente.

c) Diaphonie intelligible

Dans un réseau local, on peut rencontrer le phénomène de diaphonie dite de "communauté", c'est-à-dire une diaphonie entre deux abonnés donnés. Ceci peut se rencontrer quelques fois sur des liaisons sujettes aux augmentations de diaphonie en MIC. L'abonné qui écoute s'habitue aux intonations de cette voix qui interfère et la diaphonie qui serait normalement ~~inintelligible~~ devient alors intelligible. Une analyse de résultats d'essais subjectifs pour différents circuits et dans diverses conditions de bruit ambiant indique qu'il faut atteindre des valeurs de 70 à 75 dB et la spécification de 65 dB de l'avis G. 712 peut être considérée comme insuffisante.

d) Interférence de ronflement

Les tensions de "ronflement" du secteur induites dans les paires de câbles assez faibles pour respecter les recommandations pondérées psophométriquement du CCITT (- 64 dBmp), peuvent être la source de bruits de quantification dans toute la bande téléphonique et peuvent donc être perçues plus facilement. Des filtres passe-haut spéciaux peuvent s'avérer nécessaires pour pallier cet inconvénient.

e) Instabilité de niveau

Les variations de niveaux entre différentes paires de codeurs-décodeurs commutés et sur de longues périodes de temps doivent être maintenues très faibles pour satisfaire aux normes du CCITT exigeant un écart type sur l'affaiblissement de 0,2 dB maximum entre des connexions établies au travers d'un central ayant une perte de transmission pratiquement nulle. Des variations de gain en fonction des variations de niveau d'entrée peuvent également avoir des effets importants dans ce cas.

VI-2. Facteurs de qualité au niveau du réseau

Les réductions de qualité dues à la MIC qui peuvent devenir importantes dans une liaison mettant en jeu plusieurs interfaces analogiques-numériques, peuvent se résumer ainsi :

- bruit de quantification,
- distorsion d'affaiblissement,
- temps de propagation absolu
- distorsion de temps de propagation de groupe.

Les trois premiers défauts peuvent affecter les performances d'ensemble de la liaison téléphonique étant donné leur effet subjectif sur la qualité de la parole; la distorsion de temps de propagation de groupe est essentielle pour la transmission de données en bande de base.

a) Bruit de quantification

Dans les systèmes MIC, le bruit de quantification se manifeste sous forme d'une distorsion non linéaire. En outre, les systèmes MIC présentent également la particularité de ne pas être sensibles aux interférences externes en ligne. Par conséquent, en MIC, la suppression de bruits rencontrés auparavant compense l'apparition d'une nouvelle source de bruit; il en résulte que l'on ne doit s'attendre à du bruit additionnel que dans le cas d'introduction de la commutation MIC pour remplacer des centraux dans un réseau qui était en analogique. Par contre, dès qu'un petit nombre de centraux sont interconnectés par des liaisons MIC, le bruit additionnel décroît considérablement. Pour s'assurer que l'introduction des systèmes MIC dans les réseaux analogiques existants ne conduit pas à une détérioration significative des niveaux de bruit, il faut limiter le nombre de conversions analogiques/numériques.

b) Distorsion d'affaiblissement

La limitation de bande passante imposée par les fonctions de filtrage des systèmes MIC est en général plus contraignante que celle apportée par les autres parties du réseau.

Les altérations subjectives de la parole dues à la réponse en fréquence caractéristique des systèmes MIC, ont été définies comme l'affaiblissement d'insertion réduit par rapport à une liaison sans limitation de bande passante. Il est donc important de choisir avec soin la caractéristique du filtre pour éviter des réductions considérables de qualité de transmission lorsqu'on déplace la fréquence de coupure inférieure de 200 à 400 Hz par exemple.

c) Temps de propagation et distorsion associée

Les systèmes de commutation MIC introduisent des retards qui, associés aux caractéristiques non linéaires des circuits terminaux provoquent des variations de niveau en fonction de la fréquence. Les retards introduits, conduisent à des temps de propagation plus longs que ceux des systèmes analogiques. En outre, la distorsion de propagation de groupe est accentuée par la présence des filtres nécessaires au niveau de la conversion analogique/numérique. Un temps de propagation plus long réduit la distance possible sans suppressions d'échos; une augmentation de la distorsion de propagation de groupe d'une liaison pour téléphone, dégrade ses performances de transmission de données.

Comme pour le bruit, le temps de propagation et la distorsion associée altèrent la qualité de transmission dans les réseaux comportant de nombreuses conversions analogiques/numériques. Une limitation du nombre maximum de conversions admises devrait améliorer le facteur de qualité des réseaux qui utilisent les techniques numériques de façon intensive.

En conclusion, on peut dire que les performances de transmission des systèmes MIC diffèrent sur certains points fondamentaux de celles des systèmes analogiques comparables.

Cependant, il est possible d'introduire les techniques numériques dans les réseaux téléphoniques analogiques existants sans bouleverser les plans de transmission et sans dégrader la qualité de transmission. En outre, la période de transition précédant la commutation transmission intégrée qu'est l'étape finale, peut être réduite de façon appréciable en prenant des mesures spéciales pour éviter certaines configurations de réseaux qui seraient mal adaptées aux systèmes MIC.

L'approche la plus rationnelle consiste à introduire la modulation MIC essentiellement aux points de jonctions 2 fils/4 fils du réseau analogique et, de là, l'étendre progressivement dans les sections périphériques du réseau à 2 fils.

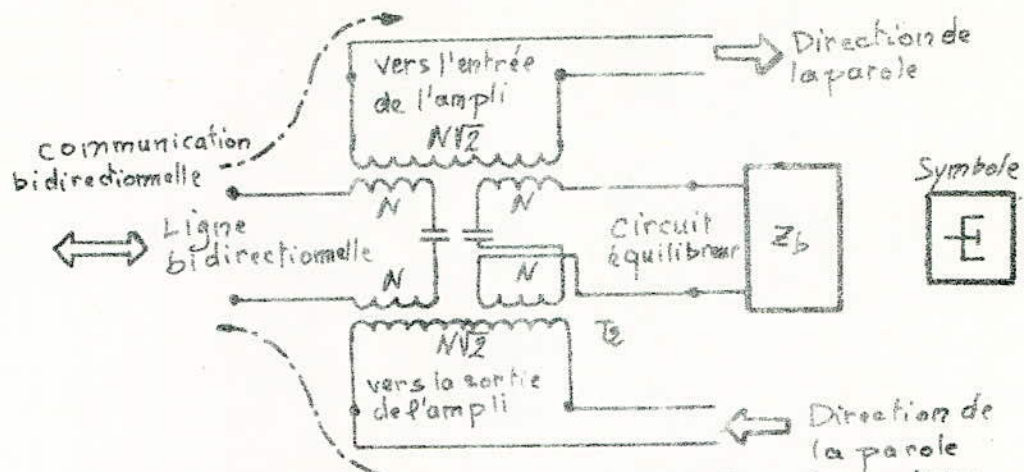


fig 1: Termineur avec 2 Transformateurs différentiels
identiques (T) et un équilibreur de ligne (Zb)

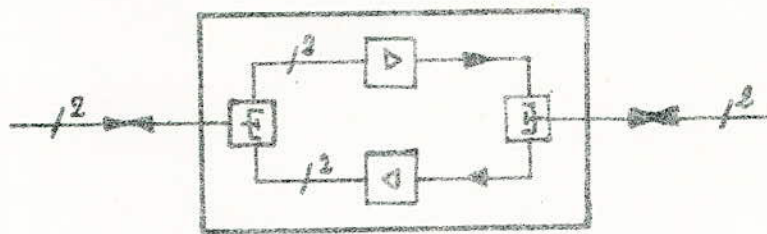


fig 2: positions des terminieurs

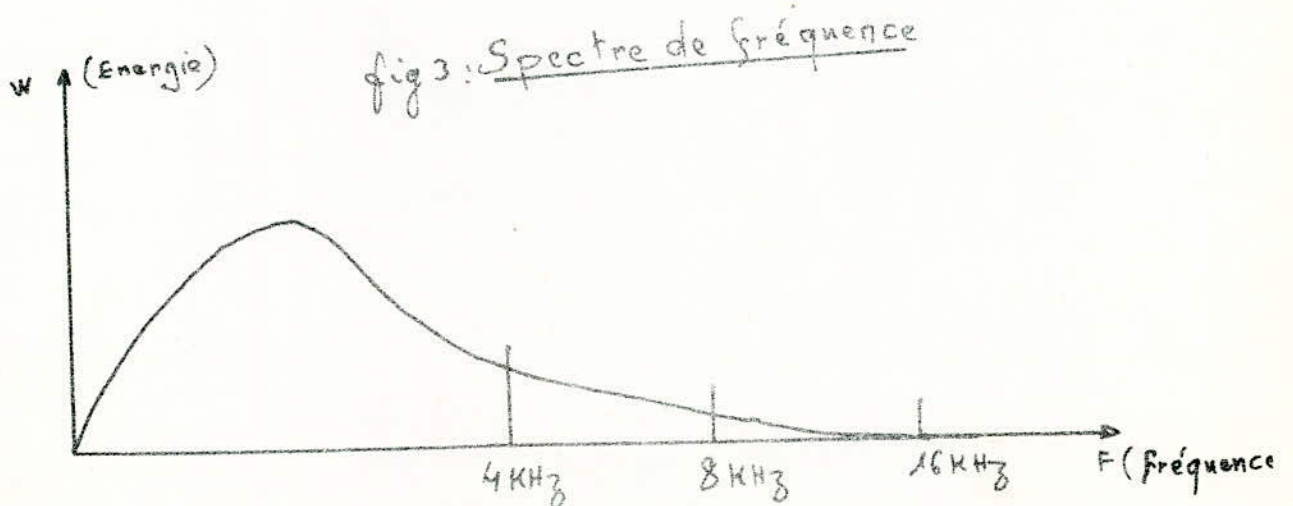


fig 3: Spectre de fréquence

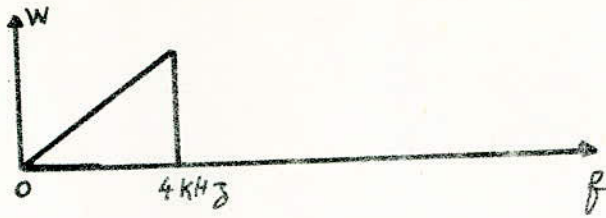


fig 4 : Symbole du spectre 0-4 kHz

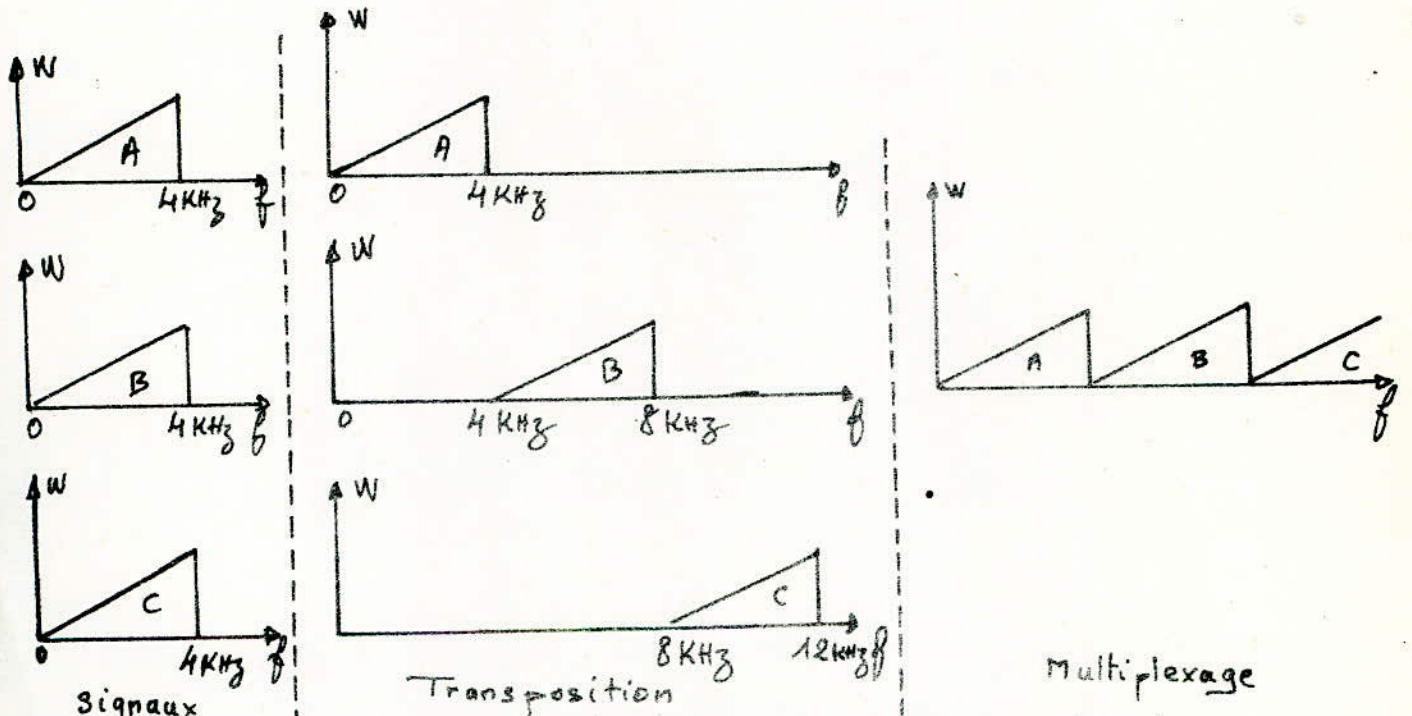


fig 5 : Multiplexage - signal large bande.

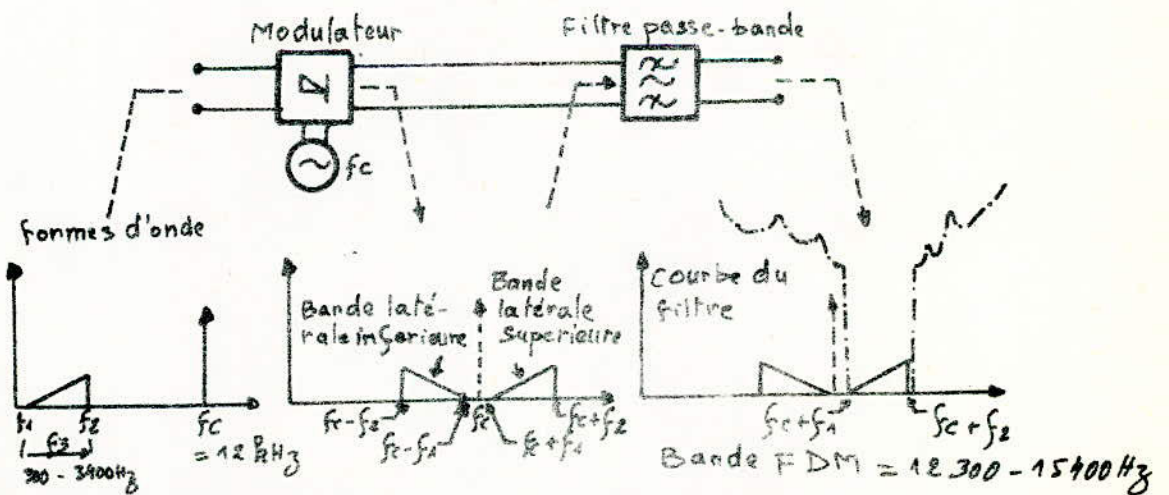


fig 6 : Modulation de la bande de fréquence vocale

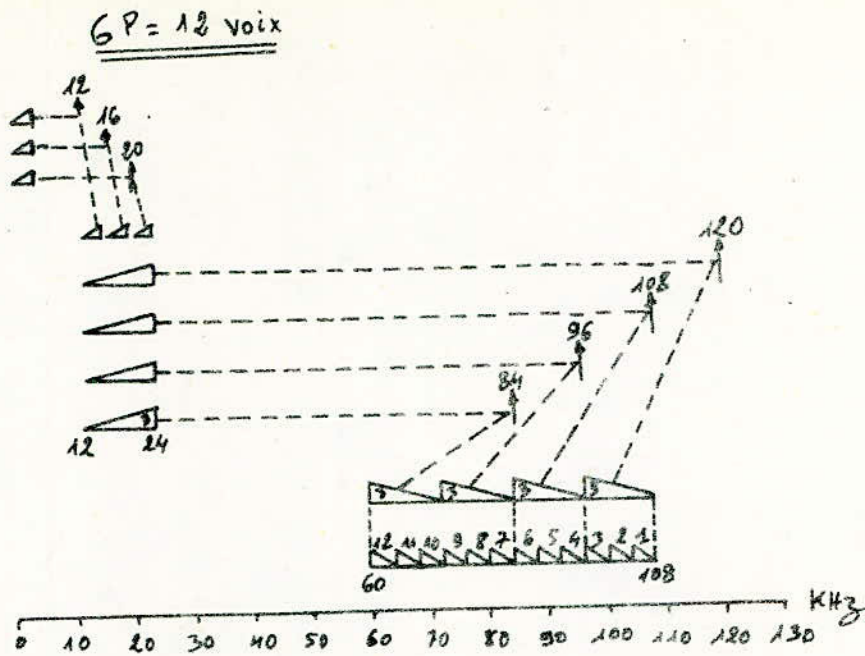


fig 7 : Plan de modulation pour la transition de 3 voix téléphoniques à un groupe de 3, (12 à 24 KHz) et de 4 groupes de 3 à un de 12, dans la gamme de fréquences 60 - 108 KHz. Les flèches indiquent la position des fréquences porteuses dans l'échelle des fréquences.

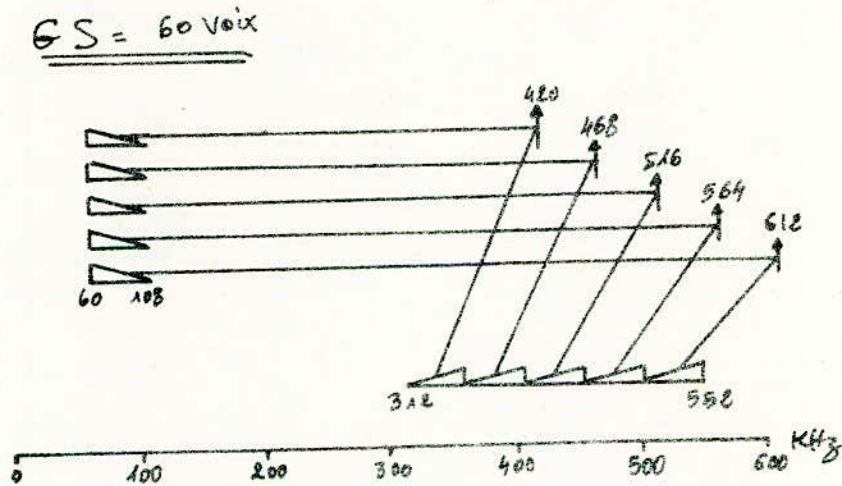


fig 8 : Plan de modulation pour la transition de 5 groupes de 12 à 1 groupe de 60 dans la gamme de fréquence 312 - 552 KHz.

$6T = 300$ Voix

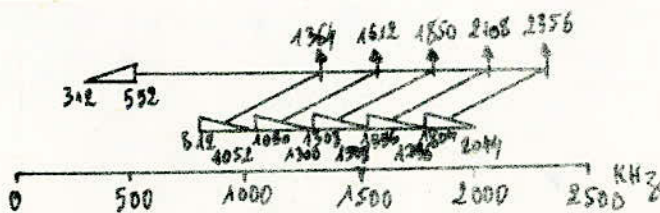


fig 9 : Conversion de 5 groupes de 60 en un groupe de 300 voix vers la position dans la gamme de fréquences porteuses 816 - 2044 KHz.

60 = 900 voix

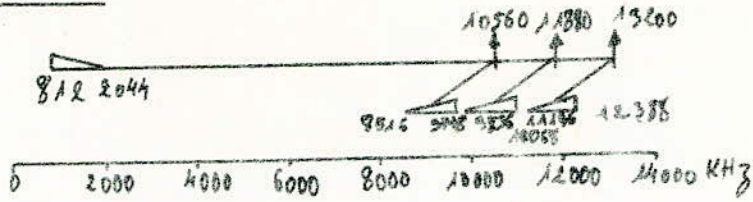


fig 10: Conversion de 3 groupes de 300 voix en un groupe de 900 dans 8516-12388 KHz.

Système de 360 voix

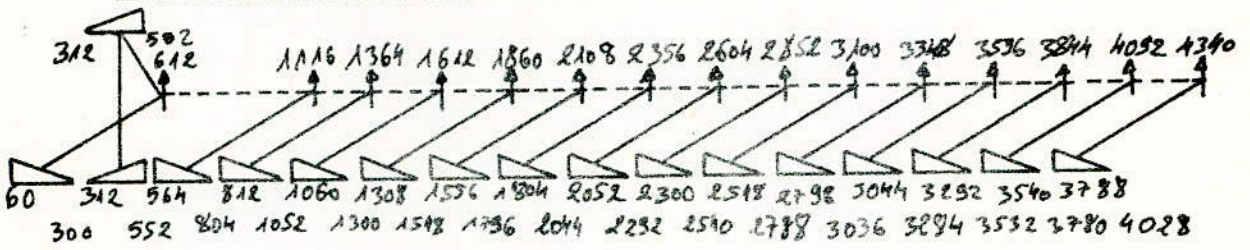


fig 11: Conversion 16 g. de 60 V. = 360 voix dans 60-4028 KHz.

Système de 2700 voix

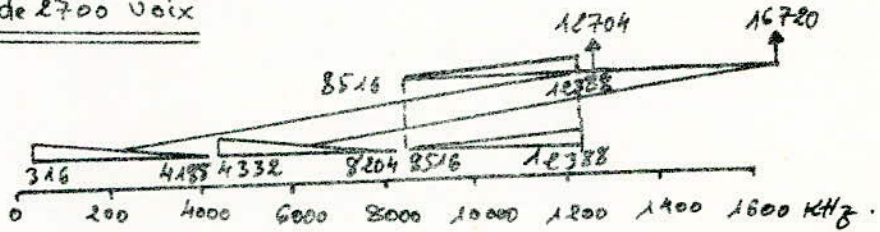


fig 12: conversion 3g de 900V = 2700 dans 316-12388 KHz.

Système de 10800 voix

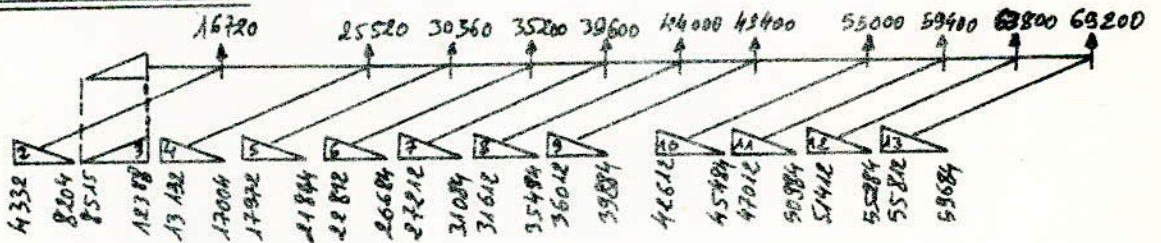


fig 13: conversion 12g de 900V = 10800 dans 4332-59684 KHz

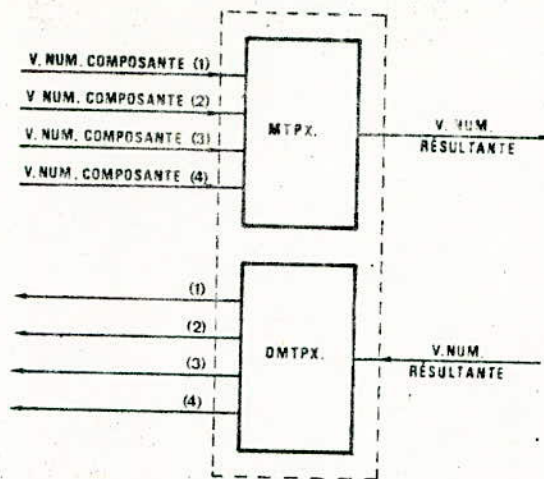


Fig. 14 — Schéma synoptique de l'équipement d'extrémité.

DMPX : Démultiplexeur ; NCM : Numérique ;
MTPX : Multiplexeur ; V : Voie.

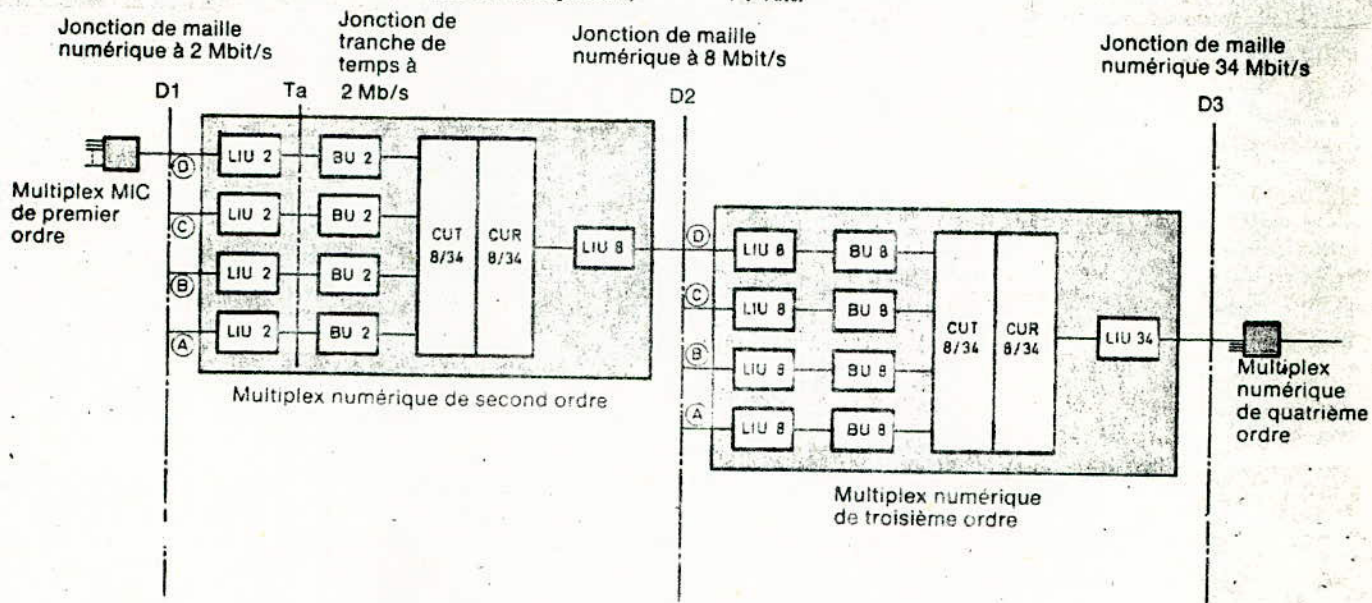


Fig. 14 bis
Jonctions de multiplex numérique

LIU Unité de jonction de ligne
BU Unité tampon
CUT Unité de commande d'émission
CUR Unité de commande de réception
2 Correspond à 2048 kbit/s
8 Correspond à 8448 kbit/s
34 Correspond à 34368 kbit/s
A, B, C, D Trains d'impulsions affluents

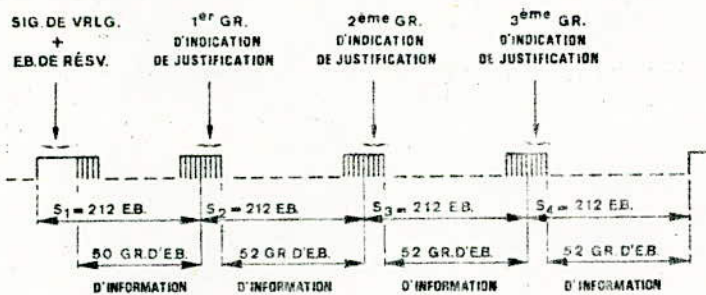


Fig. 15. — Structure de la trame de la voie résultante.

EB : Élément binaire ;
GR : Groupe ; SIG : Signal ;
RESV : Réserve ; VRLG : Verrouillage.

TRANSMISSION NUMERIQUE SUR CÂBLES

I- Synoptique d'une liaison numérique

Actuellement, les équipements de multiplexage MIC sont couramment désignés comme équipements d'extrémité numériques. Un équipement d'extrémité émet à la jonction entre équipements un signal numérique de caractéristiques déterminées. Donc une ligne de transmission numérique transmet un signal numérique de jonction à jonction dans les deux sens.

Les principales fonctions électroniques qui garantissent la transmission numérique d'un signal téléphonique s'échelonnent comme suit :

a) A l'émission

- la régénération du signal présent à la jonction et son adaptation à la transmission sur câble (transcodage),
- la supervision de la jonction (détection de l'absence de signal et alarme).

b) A la réception

- la régénération du signal présent en ligne et son adaptation à la jonction (éventuellement par transcodage),
- la surveillance de la ligne (détection des erreurs, alarmes lorsque le taux d'erreurs est trop élevé ou lorsque le signal est absent).

c) Câble

Selon le système, c'est un câble à paires symétriques ou à paires coaxiales. Il faut une paire par sens de transmission.

d) Répéteurs

Comme dans le cas des systèmes analogiques, une ligne de transmission numérique comprend des répéteurs régulièrement espacés sur le câble, qui commencent toujours par amplifier le signal. Mais la particularité des systèmes numériques est que leurs répéteurs régénèrent le signal, c'est à dire le reconnaissent et le remettent en forme de telle sorte qu'il soit identique (aux erreurs près) au signal émis par le terminal de ligne. Ils sont, pour cette raison, appelés répéteurs régénérateurs (voir schéma synoptique d'une ligne de transmission numérique sur câble. fig. 1).

II- Terminal de ligne : Il désigne un assemblage d'équipements permettant la structuration d'un signal numérique en ligne. Pour se faire, la voie téléphonique arrive en 2 fils ou en 4 fils sur une carte de voie. A l'intérieur de la carte de voie on va trouver le transformateur différentiel, les lignes d'affaiblissement, les filtres passe-bas et la fonction d'échantillonnage.

En sortie de cette carte, on multiplex par câblage les 30 voies. Cela nous donne le PAM émission qui est envoyé vers un codeur unique (PAM : Pulse Amplitude Modulation : impulsion modulée en amplitude).

Le codeur transforme le PAM émission en code NRZ. Chaque échantillon est codé en 8 bits.

Le transcodeur qui reçoit le code NRZ en sortie du codeur le transforme en bipolaire RZ, HDB3. Derrière, nous trouvons un transformateur à point milieu destiné à injecter le courant de téléalimentation sur le fantôme.

Le signal est alors transmis en PCM (Pulse Codage Modulation : modulation par impulsion codée ou MIC) sur une ligne à paires symétriques. La chaîne de traitement est donc : carte de voie, codeur, transcodeur et ligne.

Pour piloter cette chaîne il faut une base de temps. L'âme de cette base de temps est un oscillateur à quartz à 2,048 MHz de bonne stabilité. Cet oscillateur à quartz est l'horloge du système.

Cette horloge va servir à synchroniser les bits que nous allons envoyer en ligne de façon à ce qu'ils aient tous la même durée et qu'ils soient synchrones avec les instants caractéristiques.

Les cartes de voies vont recevoir les unes après les autres une commande d'échantillonnage. L'horloge après division dans la base de temps va donc fournir les 30 IT d'échantillonnage destinés à échantillonner les 30 voies. Le codeur qui réalise un codage à 8 bits doit recevoir des commandes pour lui donner les ordres de codage du 1er bit, du 2ème bit, etc... Il va donc recevoir 8 informations de temps en provenance de la base de temps émission (BTE).

A la réception, on extrait la téléalimentation par un transformateur identique à celui de la chaîne émission.

Un transcodeur réception recevant du bipolaire RZ, HDB3 va redonner le code NRZ après effacement du HDB3. Le décodeur va transformer ce code NRZ en une suite de 30 échantillons. Cela serait le PAM réception.

Ces échantillons vont-~~être~~ être aiguillés vers les équipements de voie correspondant par des portes d'aiguillage. Ils y trouveront le filtre réception qui redonnera le signal analogique d'origine.

Une base de temps réception va synchroniser toute la chaîne réception. Elle fournira les IT d'aiguillage aux cartes de voie et les temps de décodage au décodeur.

L'horloge de cette base de temps provient du demi répéteur-régénérateur qui se situe à l'intérieur du transcodeur réception et dont le rôle est de remettre en forme les signaux qui arrivent affaiblis et déformés par la transmission.

L'horloge réception sera donc en parfait synchronisme avec l'horloge émission. Les 2 sens de transmission sont donc totalement indépendants, chacun étant piloté par son oscillateur à quartz à 2 MHz.

III- Code en ligne

Les préoccupations qui guident le choix du code en ligne sont de nature variée, elles peuvent même être contradictoires et leur importance respective suivant les cas. On peut citer notamment :

- l'annulation de la composante continue, absolument impérative en raison des difficultés pratiquement insurmontables auxquelles se heurterait la transmission de celle-ci;

- la redondance du code, qui permet une surveillance de la liaison (les erreurs correspondent à des viols de la règle de redondance);

- la limitation des suites de zéros, pour ne pas perdre la récupération du rythme;

- la réduction de la rapidité de modulation (nombre de signaux élémentaires transmis par seconde);

- les caractéristiques du spectre du signal.

De part l'étude faite dans notre annexe à propos du code HDB3, et en tenant compte des prérogatives ci-dessus citées, le signal présent à la sortie du transcodeur émission et à la sortie de chaque répéteur-régénérateur est un train numérique de code HDB3, de rapport cyclique 50%, l'amplitude crête à crête est égale à 6 V. La fréquence du rythme $f_r = 2,048$ MHz.

Rapport cyclique : les éléments binaires sont représentés par l'absence ou la présence d'impulsions carrées en ligne. Le temps réservé à la définition de chaque élément binaire, inverse de la fréquence de rythme, est appelé "temps-bit". Le rapport cyclique est le rapport de la largeur d'impulsions au temps-bit. Dans le cas présent, l'impulsion caractéristique de la présence d'un "1" est une impulsion carrée durant un demi temps-bit.

La densité spectrale du train numérique considéré présente 2 maximums inégaux à des fréquences voisines de $f_r/2$; elle est nulle aux fréquences multiples de f_r (voir fig. 4). Elle est au moins égale à la moitié de son maximum dans une bande de fréquence (à 3 dB) s'étendant approximativement de $0,25 f_r$ à $0,70 f_r$, c'est à dire ici de 500 KHz à 1400 KHz.

Il faut retenir de ce qui précède que le spectre du signal numérique considéré est largement étendu autour de la fréquence $f_r/2$ (ici 1 MHz), la densité spectrale étant maximale à proximité de cette fréquence (voir fig. 4).

IV- Perturbations apportées par le support

Une impulsion bien rectangulaire est émise à l'entrée d'une ligne de transmission (tronçon); à l'arrivée, ce signal est très diminué en amplitude, très allongé et considérablement bruité.

On trouve en tout premier lieu l'affaiblissement et surtout la distorsion d'affaiblissement du câble. Cela aura pour effet de diminuer la réception des harmoniques du signal et fournira donc une impulsion aux bords arrondis.

Ensuite la distorsion de phase comme on l'a vue au niveau des dégradations du signal téléphonique quand on utilise la MIC.

La gigue de phase ou gitter de phase a pour principal effet de donner à la réception un signal affecté d'un tremblement latéral.

Finalement le bruit impulsif d'origine diaphonique va également se superposer au signal et donc le rendra de plus en plus difficile à reconnaître.

Ces perturbations se résument comme suit :

- affaiblissement et distorsion d'affaiblissement,
- distorsion de phase. Gitter de phase,
- bruit impulsif diaphonique.

V- Câbles utilisés en transmission numérique

Les câbles employés en transmission numérique pour les systèmes à 2 Mbits sont de trois sortes :

1° Les câbles à quarte à paires combinables (appelée parfois aussi quarte DM, câblage Dieschhorrt-Martin). Ici les 2 paires de la quarte, sont d'abord câblées séparément, avec des pas de câblage différents, puis torsadées ensemble suivant un troisième pas.

2° Les câbles à quarte étoiles : les quarte conducteurs isolés sont tangents deux à deux, leurs centres se trouvant aux sommets d'un carré. Chaque paire est constituée de deux conducteurs opposés (voir fig. 5).

V-1. Types de câbles le plus couramment utilisés

Le tableau ci-dessous résume un certain nombre de renseignements.

Type de câble	Isolant	Dénomination	Affaiblissement kilométrique moyen à 1 MHz et à 15% C
Q.C. 0,9mm-30,5 nF/km	Papier	câble à Q.C. 0,9 mm	11 dB environ
Q.C. 0,9mm-38,5 nF/km	Polyéthylène	Câbles autoportés régionaux	9 dB
Q.E. 1,0mm-40 nF/Km	Papier	Câbles suburbains série 81	12 dB
Q.E. 1,0mm-50 nF/km	Papier	Câbles pour réseaux locaux, séries :84, 85,87	15 dB
Q.E. 0,8mm-50 nF/km	Papier	Câbles pour réseaux locaux. Séries 84-85, 87	18 dB
Q.E. 0,8mm-50 nF/km	Polyéthylène	Câbles pour réseaux locaux : -enterrés: S.88,89 -portés : S.98,99	

V-2. Impédance caractéristique et affaiblissement.

On note les paramètres primaires et secondaires d'une ligne bifilaire comme :

- R la résistance effective au kilomètre,
- L l'inductance kilométrique,
- G la perdite kilométrique,
- C la capacité effective au kilomètre.

Aux fréquences de l'ordre de 1 MHz, les paires sont dans le cas où $R \ll L \omega$

L'impédance caractéristique est donnée par $Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$, valeur réelle et pratiquement indépendante de la fréquence.

L'affaiblissement kilométrique est donné par :

$$\alpha = \frac{R}{2 Z_C} + \frac{G Z_C}{2} \quad (1)$$

Or, aux fréquences considérées, R est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence : $R = K \sqrt{f}$

De plus, la perdite est suffisamment faible pour que le terme $\frac{G Z_C}{2}$ puisse être négligé devant $\frac{R}{2 Z_C}$ dans le cas des câbles isolés au polyéthylène.

Dans le cas des câbles isolés au papier, on ne peut, plus négliger $\frac{G Z_C}{2}$ mais on peut admettre que G est pratiquement proportionnel à la fréquence. On note $\text{tg} \delta = \frac{G}{C \omega}$ grandeur indépendante de la fréquence. D'où $\alpha = \frac{k}{2 Z_C} \sqrt{f} + (Z_C \pi \text{Ctg} \delta) f$

(2) $\alpha = k_1 \sqrt{f} + k_2 f$ (k_1 et k_2 étant des constantes) dans le cas des câbles isolés au papier.

(3) $\alpha = k_1 \sqrt{f}$ dans le cas des câbles isolés au polyéthylène.

V-2-1. Formules pratiques

a) Impédance caractéristique : aux fréquences supérieures à quelques centaines de KHz, l'impédance caractéristique des paires peut être considérée comme pratiquement réelle et indépendante de la fréquence. Elle est voisine de 100Ω dans les câbles à Q.E. de capacité kilométrique $50 \mu\text{F}/\text{km}$, et voisine de 120Ω dans les câbles à Q.C. de $0,9 \text{ mm} - 38,5 \mu\text{F}/\text{km}$.

b) Affaiblissement : aux fréquences voisines de 1 MHz, le terme $k_2 f$ de l'expression (2) est petit, mais non négligeable, devant le terme $k_1 \sqrt{f}$.

Dans le cas des câbles à Q.E. de $0,8 \text{ mm} - 50 \mu\text{F}/\text{km}$ isolés au papier, l'affaiblissement à la fréquence f est donné approximativement par l'expression $\alpha = 15 \sqrt{f} + 3f$ avec f en MHz et α en dB/km. Les câbles à Q.E. de $0,8 \text{ mm} - 50 \mu\text{F}/\text{km}$ isolés au polyéthylène ont un affaiblissement donné par l'expression

$$\alpha = 15 \sqrt{f} \text{ avec } f \text{ en MHz et } \alpha \text{ en dB/km}$$

Ainsi, à 1 MHz, un câble à Q.E. de $0,8 \text{ mm} - 50 \mu\text{F}/\text{km}$ isolé au polyéthylène a un affaiblissement (15 dB/km) assez nettement plus faible que celui d'un câble de mêmes caractéristiques, mais isolé au papier (18 dB/km), voir tableau précédent).

On remarque aussi que dans tous les cas, aux fréquences considérées, l'affaiblissement kilométrique croît en valeur relative de moins de 2/1000 de sa valeur lorsque la température augmente de 1°C .

VI- Implantation des répéteurs-régénérateurs et auto-adaptativité des amplificateurs-correcteurs.

VI-1. Dépupinisation des câbles

Comme nous le verrons dans ce qui suit, la stratégie d'introduction des techniques numériques dans un réseau existant analogique fait appel à l'utilisation des câbles déjà fonctionnels en analogique et pupinisés ou non pour la transmission MIC.

La pupinisation diminue l'affaiblissement des paires en basse fréquence, mais introduit une fréquence de coupure de quelques kilohertz. Les paires utilisées en MIC (une par sens de transmission) doivent être dépupinisées.

Or, il se trouve que le pas de pupinisation (espacement entre deux pots pupin : 1830 m sur les câbles à Q.C. de 0,9 mm - 38,5, nF/km par exemple) constitue souvent une longueur correcte pour le pas de régénération. Pour limiter le nombre des interventions, on implante en général les répéteurs aux mêmes emplacements que les pots pupin. Dans notre cas d'utilisation des câbles du réseau d'Alger, on se fixe le pas de régénération pour les câbles à 10/10 à 1830 m et à 1400 m pour les câbles à 6/10. Les premiers et derniers répéteurs-régénérateurs après et avant les terminaux de ligne à l'émission et réception sont placés au demi pas de régénération, ceci à fin d'avoir un signal d'amplitude correcte en ligne.

VI-2. Le signal à l'entrée du répéteur-régénérateur

La section de câble qui précède le répéteur-régénérateur se comporte comme un quadripôle d'impédance constante dans la bande où le signal numérique a une énergie appréciable, et dont l'affaiblissement en dB croît sensiblement comme la racine carrée de la fréquence. Cette impédance est comprise entre 90 et 160 Ω pour les câbles à paires symétriques; elle est voisine de 75 Ω pour les câbles à paires coaxiales.

Cette section de câble fait donc subir au signal numérique un affaiblissement (de l'ordre de 60 dB à $\frac{fr}{2}$ dans le cas du système TN2), Une importante distorsion amplitude-fréquence, et une certaine distorsion phase-fréquence. Une séquence d'élément de signal n'est plus reconnaissable à l'entrée d'un répéteur-régénérateur car le signal à un instant donné correspond à la somme de dizaines de signaux consécutifs.

Il faut donc commencer par amplifier le signal reçu et corriger les distorsions linéaires qu'il a subies. C'est le rôle du préampli-correcteur (voir fig. 6).

VI-3. Préampli-correcteur et diagramme de l'oeil

La réponse du quadripôle, constitué par la mise en chaîne de la section de câble et du préampli-correcteur, à une impulsion rectangulaire isolée émise à partir d'un instant t_e , doit avoir l'allure indiquée par la figure 7, c'est à dire être maximale (V_p) à l'instant t_m et nulle aux instants $t_m + kT$ (k étant un entier positif ou négatif). Si le régénérateur fait un test à chaque instant $t_m + rt$ ($r \leq N$), il n'y aura plus d'interférence entre éléments de signal et ce dernier est parfaitement reconnaissable.

Diagramme de l'oeil : Ce diagramme est fondamental : c'est lui qui permet de savoir si un signal numérique est reconnaissable et d'évaluer l'immunité au bruit du répéteur-régénérateur. C'est une figure périodique obtenue en superposant toutes les configurations possibles d'une séquence d'éléments de signal. Suivant qu'une impulsion reçue est précédée et suivie d'un 1 ou 0, l'étalement de celle-ci est plus ou moins prononcée, (voir fig.8). Il y a donc interférence inter-symbole, c'est à dire que l'élément précédent perturbe l'élément qui le suit directement.

Pour visualiser cette perturbation on branche le signal sur l'entrée d'un oscilloscope et on synchronise ce dernier à la fréquence horloge. On observe alors sur l'écran une superposition de toutes les possibilités de croissance et de décroissance du signal (voir figure 9). Le diagramme obtenu s'appelle diagramme de l'oeil.

On voit qu'il y a une zone au centre de l'oeil, dans laquelle ne pénètre aucune courbe. Cela s'appelle l'ouverture de l'oeil.

Le seuil de décision sera fixé à la moitié de cette ouverture. Toute impulsion reçue au-dessus du seuil sera considérée comme un 1, toute impulsion reçue en dessous du seuil sera considérée comme un 0.

Le test du signal reçu se fera à intervalles réguliers, là où l'oeil est le plus ouvert, appelés instants de décision.

VI-3-1. Auto-adaptativité du préampli-correcteur

Le quadripôle constitué par la section de câble et le préampli, se comporte comme un filtre passe-bas de fréquence de coupure légèrement supérieure à 1 MHz. Dans cette bande de fréquence, l'affaiblissement d'une section de régénération est assez bien caractérisé par sa valeur à 1 MHz; cela signifie que les courbes affaiblissement-fréquence des sections de câble sont étalées

dans la bande de Nyquist $\pm 10\%$ (câble isolé au papier et câble isolé au polyéthylène à 1 MHz $\alpha = 27$ dB, sur 0 - 1,4 MHz les différences entre α_1 et α_2 ne dépassent jamais 1,1 dB, voir fig. 6).

Pour rendre le préampli-correcteur auto-adaptatif, on peut monter une commande automatique de gain (CAG) afin que, quelque soit la longueur de la ligne et la température ambiante, l'égalisation soit toujours correcte. Un dispositif de détection d'enveloppe du signal après amplification fournit un courant continu proportionnel à l'amplitude du signal. Ce courant fait varier la valeur d'un complément de longueur à variation automatique de façon à amener l'ensemble ligne + complément de longueur à la valeur du gain du préampli (31 à 35 dB).

Les répéteurs-régénérateurs les plus répandus s'adaptent automatiquement à toute section de câble ayant un affaiblissement de 5 à 31 dB à 1 MHz, lorsque leur température est comprise entre $+ 3^\circ$ C et $+ 30^\circ$ C.

VII- Bruit impulsif d'origine diaphonique

Le bruit impulsif a pour origine, dans la majorité des cas, un front de montée ou de descente d'un signal puissant.

Si l'on examine le diagramme de l'oeil de ce signal (voir fig. 10), on constate que de temps en temps, une impulsion de bruit franchit le seuil dans un sens ou dans l'autre. Si le test s'effectue au moment où une forte impulsion de bruit se superpose au signal, le signal résultant étant de l'autre côté du seuil, il y a confusion du système réception et ce dernier régénère un 0 alors qu'il aurait dû régénérer un 1.

Il y a donc création d'une erreur de transmission.

Par contre, le bruit superposé au signal est sans effet s'il tombe en dehors de l'instant de décision. Cela explique pourquoi l'impulsion de décision est une impulsion très fine.

VIII. Limite du bruit admissible à la sortie du préamplificateur-correcteur du répéteur-régénérateur

Le bruit provient essentiellement de la diaphonie entre liaisons MIC et en particulier, entre les 2 sens de transmission d'une même liaison MIC. Sous l'effet du bruit, un répéteur-régénérateur apporte un certain taux d'erreurs.

1. Taux d'erreurs

Le taux d'erreurs est le rapport du nombre de bits reçus faux sur le nombre de bits envoyés. Si en une seconde, un système à 2 Mbits produit une erreur, son taux d'erreurs sera de $\frac{1}{2} \cdot 10^{-6} = 5 \cdot 10^{-7}$.

La qualité d'une ligne de transmission numérique est caractérisé par le taux d'erreurs qu'elle apporte; celui-ci est la somme des taux d'erreurs apportés par chacun des répéteurs-régénérateurs.

2. Gigue de phase

Au niveau d'un répéteur-régénérateur, le signal d'horloge permet la désignation des instants de test. Pour récupérer l'horloge, il suffit de redresser en double alternance le signal présent à la sortie du préamplificateur pour obtenir une raie d'énergie à la fréquence f_r . Cette raie est isolée par un filtre à bande étroite (exemple type LC avec un coefficient de qualité voisin de 100). Dans ces conditions, le circuit récupère la raie à f_r plus les raies du spectre dans la bande ΔF ($\Delta F = \frac{F}{Q}$). Or, ces composantes sont affectées de vitesses différentes dues à la distorsion de phase du support. Ces composantes vont donc moduler de façon erratique le flanc de l'horloge régénérée. Cette modulation parasite du flanc de l'horloge porte le nom de gigue de phase. Les circuits de mise en forme de l'horloge ont pour effet de supprimer une partie de cette gigue. L'impulsion de décision est sujette à la gigue de phase vis-à-vis du signal à régénérer.

3. Relation entre le taux d'erreurs apporté par une section de régénération et le rapport signal à bruit à la sortie du préampli

La tension instantanée de bruit due à un certain nombre de perturbateurs, $B(t)$ est une fonction aléatoire du temps, stationnaire et gaussienne, et de

moyenne nulle. L'écart quadratique moyen de B(t) indépendant du temps est, par définition, la tension efficace du bruit : B_{eff} .

Moyennant ces hypothèses, on connaît en fonction de B_{ef} , la tension de bruit B_{τ} dépassée avec une probabilité donnée τ par la valeur absolue de la tension de bruit : $B_{\tau} = k(\tau) \cdot B_{ef}$, avec $k(\tau)$: une fonctionnelle de τ

Si $B_{\tau} = \frac{H}{2}$, le taux d'erreurs est inférieur à τ , τ est donc une estimation pessimiste du taux d'erreurs. On déduit la relation $\frac{S}{B}$ et le signal H : $k(\tau) B_{ef} = \frac{H}{2}$ (voir courbe fig.12).

* Des expériences de qualité téléphonique des voies MIC, montrent que le bruit causé dans l'écouteur par des erreurs en ligne ne commence à être gênant qu'à partir d'un taux d'erreurs de 10^{-4} environ.

On se fixe par exemple $\tau = 10^{-7}$ sur une liaison de 20 régénérations, théoriquement $\tau < 10^{-7}$ $B_{ef} < \frac{H}{2k(10^{-7})}$

Pour $\tau = 10^{-7}$ $k(\tau) = 5,33 \Rightarrow B_{ef} < \frac{H}{10,7}$

Le bruit maximal à ne pas dépasser est théoriquement : $B_{max} = \frac{H}{10,7}$

Le rapport signal à bruit (en dB) est l'expression $20 \text{ Log } \frac{H}{B_{ef}}$

Une petite dégradation de $\frac{S}{B}$ entraîne une grande dégradation du taux d'erreurs : si dans un répéteur-régénérateur le rapport S/B est tel que le taux d'erreurs apporté par ce répéteur est égal à 10^{-9} , il suffit que S/B se dégrade de 2 dB pour que le taux d'erreurs atteigne 10^{-6} . Selon le CCITT, pour une liaison complète, un taux d'erreurs de l'ordre de 10^{-7} est acceptable.

Cette condition serait très largement respectée si les régénérateurs étaient parfaits le rapport S/B à la sortie de chaque préampli vérifiait l'inégalité:

$$20 \text{ log } \frac{H}{B_{ef}} \geq 22 \text{ dB.}$$

En effet, le taux d'erreurs apporté par chaque régénérateur serait inférieur à 10^{-9} . En réalité, il faut tenir compte des imperfections du régénérateur :

- l'instant de test ne correspond pas rigoureusement au maximum d'amplitude interne de l'oeil, à cause de la gigue, des dispersions et dérives de composants,
- le seuil n'est pas rigoureusement placé au milieu de l'amplitude de l'oeil; à cause des dispersions et dérives des composants.

Pour cela, on admet qu'un répéteur-régénérateur n'apportera pas un taux d'erreurs supérieur à 10^{-9} si le S/B à la sortie du préampli est tel que :

$$20 \text{ log } \frac{H}{B_{ef}} \geq 27 \text{ dB et non } 22 \text{ dB}$$

Une marge de 5 dB est donc réservée pour les imperfections du régénérateur. La limite de la tension efficace de bruit admissible à la sortie du préampli (notée B_{max}) est donc donnée par :

$$20 \text{ Log } \frac{H}{B_{max}} = 27 \text{ dB ou } B_{max} = \frac{H}{22}$$

4) Circuits de régénération du signal utile (voir fig. 13)

En chaque instant de test, chaque circuit de régénération (comprenant : un comparateur, un circuit de décision et de mise en forme et un ampli de sortie) compare la tension de signal à son entrée (en B ou C) à une tension de seuil V_S égale à $V_{pointe}/2$.

Si, en un instant de test, la tension en A est supérieure à $+V_S$, la tension en B est supérieure à V_S , le circuit de décision et mise en forme + décide qu'un + 1 était présent en ligne, il émet alors une impulsion bien calibrée et bien positionnée dans le temps, les fronts montant et descendant de cette impulsion coïncident avec ceux du signal d'horloge.

Pendant ce temps le circuit de décision et mise en forme - n'émet rien, car la tension en C est $<$ à V_S .

De même, si en un instant de test, la tension en A est inférieure à $-V_S$, la tension en C est supérieure à V_S , le circuit de décision et mise en forme - émet une impulsion bien calibrée et bien positionnée dans le temps et le circuit de décision et mise en forme + n'émet rien.

Enfin, si en un instant de test, la tension en A est comprise entre $-V_S$ et $+V_S$, les tensions en B et C sont inférieures à V_S et aucun des 2 circuits de décision et mise en forme ne réagit. Le signal émis en ligne, n'est autre que $V_L = V_D - V_E$ identique, à un retard près, au signal qui avait été émis par le répéteur-régénérateur précédent.

IX- Diaphonie entre liaisons MIC

Entre deux paires d'un même câble, affectées à la transmission numérique, existent toujours des couplages magnétiques et capacitifs. Ces couplages sont cause de diaphonie.

1) Paradiaphonie (fig. 14)

La paradiaphonie est la diaphonie qui se produit entre paires affectées à des sens de transmission opposés. Le courant induit par un couplage localisé à une distance x de la sortie d'un répéteur-régénérateur est affaibli par une longueur de câble égale à $2x$. C'est pourquoi l'effet des couplages s'atténue rapidement lorsque x croît. En paradiaphonie, seules les premières centaines de mètres de câble suivant la sortie des répéteurs-régénérateurs interviennent.

On note $p = B_{eff}^2$, la puissance de bruit à la sortie du préampli correcteur du perturbé considéré.

On a $P_{max} = B_{max}^2$. Soit Π_{pi} : puissance de bruit apportée par le perturbateur n° i en paradiaphonie.

Π_{pi1} : apportée par la 1ère longueur de fabrication,

Π_{pi2} : " " " 2ème " " " affaiblie.
par une longueur de câble égale à $2l_1$, c'est-à-dire, approximativement $\Pi_{pi2} e^{-4\alpha_0 l_1}$, et ainsi de suite.

On peut donc écrire :

$$\Pi_{pi} = \Pi_{pi1} + \Pi_{pi2} e^{-4\alpha_0 l_1} + \dots + \Pi_{pim} e^{-4\alpha_0 (l_1 + l_2 + \dots + l_{m-1})}$$

m = nombre de longueurs de fabrication de la section

α_0 : affaiblissement du câble à $\frac{fr}{2}$

En général, on néglige les termes 2 et plus dans l'expression précédente selon les valeurs de $\alpha_0 l_1$ et $\alpha_0 l_2$

2) Télédiaphonie : (figure 15)

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

Soit Π_{tj} : puissance de bruit apportée par le perturbateur n° j en télédiaphonie. Comme dans le cas de la paradiaphonie, on a :

$$\Pi_{tj} = \Pi_{tj1} + \Pi_{tj2} + \dots + \Pi_{tjm}$$

Π_{tjk} : puissance de bruit de télédiaphonie apportée par la longueur de fabrication n° k du perturbateur n° j .

3) Propriétés comparées des bruits de paradiaphonie et de télédiaphonie

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

$$P = \sum_i \pi_{pi} + \sum_j \pi_{tj}$$

a) Comparaison de la paradiaphonie et de la télédiaphonie

Dans une situation donnée de couple perturbateur-perturbé (quartes adjacentes par exemple), le bruit apporté par le perturbateur, s'il est en paradiaphonie, est très largement supérieur au bruit apporté par le perturbateur, s'il est en télédiaphonie.

Dans un câble contenant plusieurs liaisons MIC, la paradiaphonie est en général plus gênante que la télédiaphonie.

b) Augmentation des bruits de para et télédiaphonie lorsque la longueur de la section croît :

Le bruit de paradiaphonie à l'entrée du préampli-correcteur ne dépend pratiquement pas de la longueur de la section de régénération. Celui-ci à la sortie, dépend fortement, car plus la section affaiblit, plus grand est le gain du préampli. La diminution du rapport S/B de paradiaphonie (en dB) à la sortie du préampli, lorsque la longueur de la section augmente, est à peu près égale à l'augmentation d'affaiblissement de la section à 1 MHz.

Dans le cas de la télédiaphonie, la totalité de la section intervient. La diminution du rapport S/B de télédiaphonie à la sortie du préampli est assez lente lorsque la longueur de la section augmente. Il faut en moyenne doubler la longueur de la section pour dégrader de 3 dB ce rapport S/B.

4) Mesure de la diaphonie et résultats

Pour qu'il soit possible de donner des directives d'emploi des types de câble les plus couramment utilisés en MIC (en particulier, le nombre de paires utilisables et le choix de ces paires, un certain nombre de mesures doivent être réalisées).

a) Mesures en régime sinusoïdal

La première idée qui est venue à l'esprit a été de faire des mesures systématiques d'affaiblissement paradiaphonique et d'écart télédiaphonique en régime sinusoïdal, à 1 MHz.

Quand on envisage l'utilisation d'un câble pour la transmission numérique on se donne à certaines mesures préliminaires :

- mesure d'isolement des conducteurs par rapport à l'enveloppe reliée à la terre. On doit avoir une valeur minimum de 10.000 M Ω au kilomètre et par fil,
- mesure de rigidité diélectrique : on vérifie qu'il n'y a pas claquage. (on applique 2000 V pendant 1 mn),
- mesure de résistance pour chaque fil.

Ces mesures sont faites à l'aide d'appareils tels que :

- Mégohmètre,
- Pont de Wheastone.

On a vu que l'affaiblissement, pour une section de câble, est fonction de la fréquence. Donc il y a lieu de le considérer, notamment aux fréquences allant de 500 KHz jusqu'à 1500 KHz par bond de 500 KHz.

Pour la mesure de diaphonie, on se fait que celle de paradiaphonie à l'aide d'un diaphonomètre.

Les valeurs acceptables pour le bon fonctionnement du système et qui sont

à considérer pour le choix des paires sont :

- affaiblissement à 1 MHz : ≤ 13 dB/km
- affaiblissement de paradiaphonie : ≤ 60 dB (à 1 MHz).

N.B. Pour l'affaiblissement en fréquence, il faut tenir compte de la nature de l'isolement du câble.

Dans ce qui suit, on présente un type de mesure qu'on a effectuées dans le cas de la numérisation de la liaison téléphonique Alger-CA - Boumerdès. Elle est sur câble jusqu'au centre des F.H. de Birmandreis et de là sur F.H. numériques. Le câble utilisé est D.M. 9/10.

Les longueurs sont :

- * C.A. - 1er pupin : 915 m,
- * Entre les 2 pupins 1830 m
- * 2ème pupin - C.F.H. 942 m.

Les mesures en régime sinusoïdal, nous donnent des résultats quant à l'utilisation d'un système MIC à 2 Mbits/s. Ils restent même dans ce cas non interprétables quand on utilise les câbles urbains non pupinisés. Donc ces mesures systématiques ne donnent qu'une idée assez pessimiste pour la numérisation d'une liaison (voir figure 16).

Mesures de paradiaphonie
entre la pupin 2101/P et le CA d'Alger

		REC à 500 KHz									
EM		72		75		76		77		78	
		81	78	70	81	78	74	74	83	77	78
36		77	78	85	70	86	78	79	94	90	74
		74	68	71	70	74	76	78	81	84	85
46		69	70	73	72	75	77	80	83	82	80
		81	76	65	64	80	80	76	76	86	75
51		78	88	62	71	79	80	79	74	92	87
		74	80	78	82	76	93	74	83	79	84
68		84	81	87	75	76	85	85	80	83	77
		71	65	85	73	63	70	77	75	77	77
70		72	69	77	75	70	70	89	84	79	86

		REC à 1 MHz									
EM		72		75		76		77		78	
	quarte	68	65	75	72	70	69	73	74	76	71
36		65	66	82	73	60	66	90	81	78	74
		90	90	76	72	72	70	82	70	75	75
46		88	78	71	71	89	70	80	81	74	72
		86	72	61	63	76	81	77	84	73	72
51		79	72	60	68	75	79	74	76	85	72
		78	75	68	70	80	78	73	78	80	82
68		77	73	65	72	81	77	75	79	83	61
		75	73	72	70	80	77	76	80	82	89
70		74	73	73	70	81	78	77	76	75	88

N° des quartes	Affaiblissement à 1 KHz en dB entre le CA et 2101/P (915 m)
36	14,5
46	14
51	14,5
68	13,5
70	14
72	13,5
75	14
76	13,5
77	13
78	14

N° des quartes	Affaiblissement à 500 KHz en dB entre le CA et 2101/P (915 m).
36	9,0
46	9,5
51	9,5
68	9,0
70	8,5
72	9,0
75	8,5
76	9,5
77	9,0
78	9,5

Mesures de Paradiaphonie
entre la pupin 2101/P et la pupin 2102/P

R E C à 500 KHz

EM	72		75		76		77		78	
36	81	78	70	81	78	74	74	83	77	78
	77	78	85	70	86	78	79	94	90	74
46	74	68	71	70	74	76	78	81	84	85
	69	70	73	72	75	77	80	83	82	80
51	71	75	65	64	80	80	76	76	86	75
	88	78	62	71	79	80	79	74	92	87
68	74	80	78	82	76	93	74	83	79	84
	84	81	87	75	76	85	85	80	83	77
70	75	65	85	73	63	70	77	75	77	77
	72	69	77	75	70	70	89	84	79	86

R E C à 1 MHz

EM	72		75		76		77		78	
36	68	65	75	72	70	69	73	74	76	75
	65	66	82	73	60	66	90	81	78	74
46	90	90	76	72	72	70	82	70	75	75
	88	78	71	71	89	70	82	81	74	72
51	86	72	61	63	76	81	77	84	73	72
	79	72	60	68	75	79	74	76	85	72
68	78	75	70	80	78	73	68	78	80	82
	77	65	71	81	77	75	65	79	83	81
70	75	72	72	70	80	77	76	80	82	89
	74	73	73	70	81	78	77	76	75	88

- 52 -

- 52 -

N° des quartes	Affaiblissement à 1 MHz en dB entre 2101/P et 2102/P(1830m)
36	24
46	23
51	22
68	23
70	21
72	22
75	20
76	22,5
77	22
78	24

N°des quartes	Affaiblissement à 500 KHz en dB entre 2101/P et 2102/P (1830 m)
36	21,0
46	22,5
51	21,5
68	21,0
70	20,5
72	22,0
75	23,0
76	21,0
77	22,0
78	20,0

Mesures de paradiaphonie entre la 2102/P et
le C.H. de BIRMANDREIS

- 54 -

R E C à 500 KHz

EM	72		75		76		77		78	
36	80	77	75	74	78	80	83	88	90	86
	79	76	73	76	79	81	86	89	85	83
46	73	72	71	70	65	66	69	68	77	78
	74	68	69	71	72	77	78	80	78	87
51	75	74	70	70	73	75	79	78	88	86
	76	78	71	67	66	65	76	78	80	79
68	80	88	78	78	79	76	77	75	76	74
	81	83	88	87	90	94	95	96	88	80
70	90	94	74	72	74	73	75	77	78	79
	92	91	75	77	76	80	81	80	82	80

R E C à 1 MHz

EM	72		75		76		77		78	
36	74	79	88	87	94	93	87	79	76	68
	79	78	86	90	92	90	85	78	77	69
46	75	79	77	73	80	82	78	69	70	70
	76	78	72	74	81	83	77	69	71	72
51	98	89	95	91	90	84	82	80	76	73
	92	90	88	92	90	85	85	81	75	74
68	87	86	78	76	80	77	78	79	80	82
	85	80	79	75	81	77	78	79	81	83
70	72	65	67	66	68	76	78	91	88	84
	72	70	66	67	69	75	79	92	90	85

N°des quartes	Affaiblissement à 1 MHz en dB entre 2102/P et le CH de Birmandreïs
36	18,0
46	17,0
51	16,5
68	16,0
70	15,0
72	19,0
75	18,0
76	17,0
77	17,5
78	17,0

N°des quartes	Affaiblissement à 500 KHz en dB entre 2102/P et le CH de Birmandreïs
36	15,0
46	16,0
51	15,0
68	15,5
70	17,0
72	16,5
75	16,0
76	15,0
77	17,0
78	17,5

b) Mesures en régime numérique

La méthode de mesure en régime numérique consiste à envoyer dans une ou plusieurs paires perturbatrices des trains d'impulsions simulant les trains numériques devant emprunter ces paires en exploitation réelle, et à mesurer directement la tension efficace de bruit reçue à la sortie d'un préamplificateur-correcteur analogue à celui d'un répéteur-régénérateur, et connecté à la paire perturbée considérée.

Un diaphonomètre en régime numérique comprend essentiellement :

- un générateur (émetteur), à une ou plusieurs sorties, le signal présent en chaque sortie étant un train pseudo-aléatoire de code HDB 3;
- un préamplificateur-correcteur à gain réglable manuellement;
- un voltmètre efficace à large bande;
- un oscilloscope.

(voir figure 17).

Cette méthode permet, sans calcul, d'avoir directement accès aux quantités Π_{pik} et Π_{tjk} ; la longueur ℓ de la section de régénération et la courbe de réponse du préamplificateur-correcteur (qui est liée à l'affaiblissement de la section) étant fixées.

Dans ce type de mesure, on est renseigné que le bruit apporté par un perturbateur à la sortie du préampli d'un perturbé dépend beaucoup :

- du fait qu'ils appartiennent ou non à des quartes de même pas;
- de leur éloignement dans le câble;

De ce fait, un choix des quartes ou paires pouvait être affectées à la transmission de systèmes MIC s'impose.

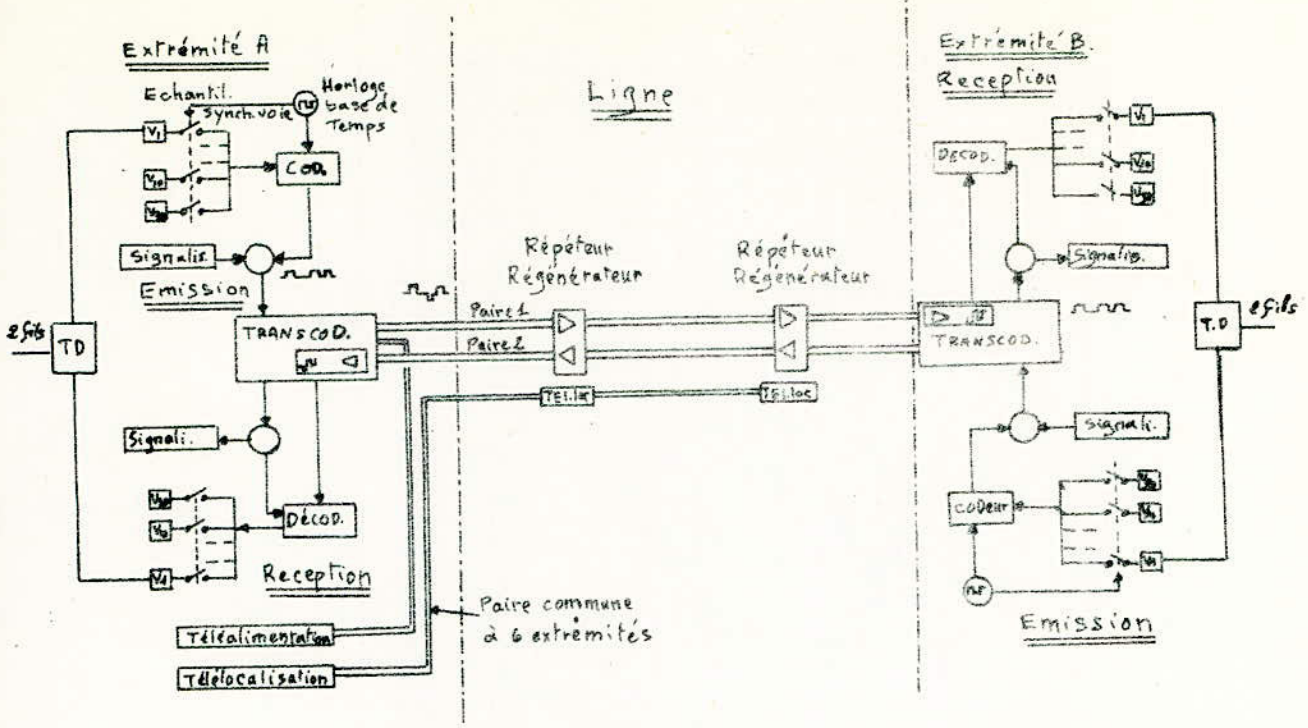


Fig 1 : Synoptique d'une liaison MIC (Transmission sur câble)

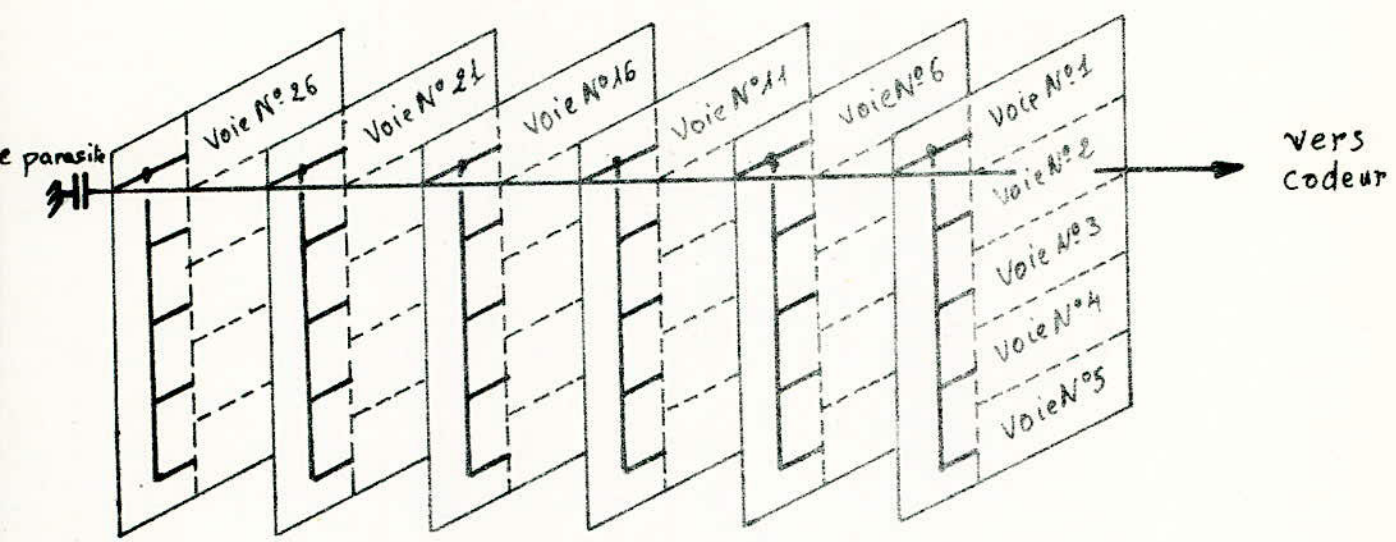


Fig 3 : cartes de Voies de parole

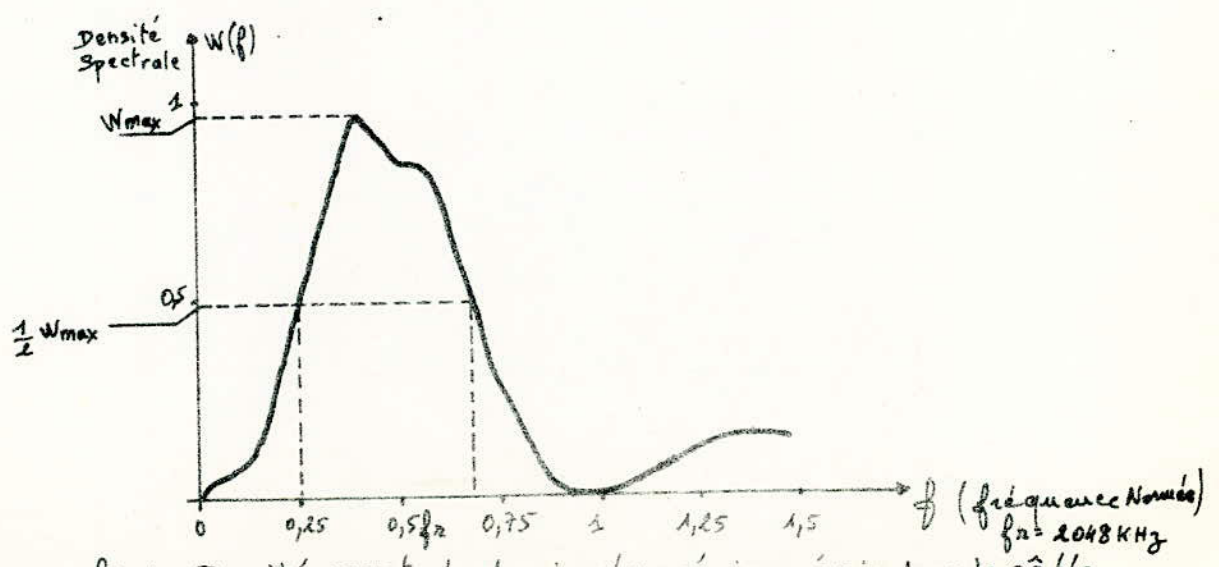


Fig 4 : Densité spectrale du signal numérique émis dans le câble

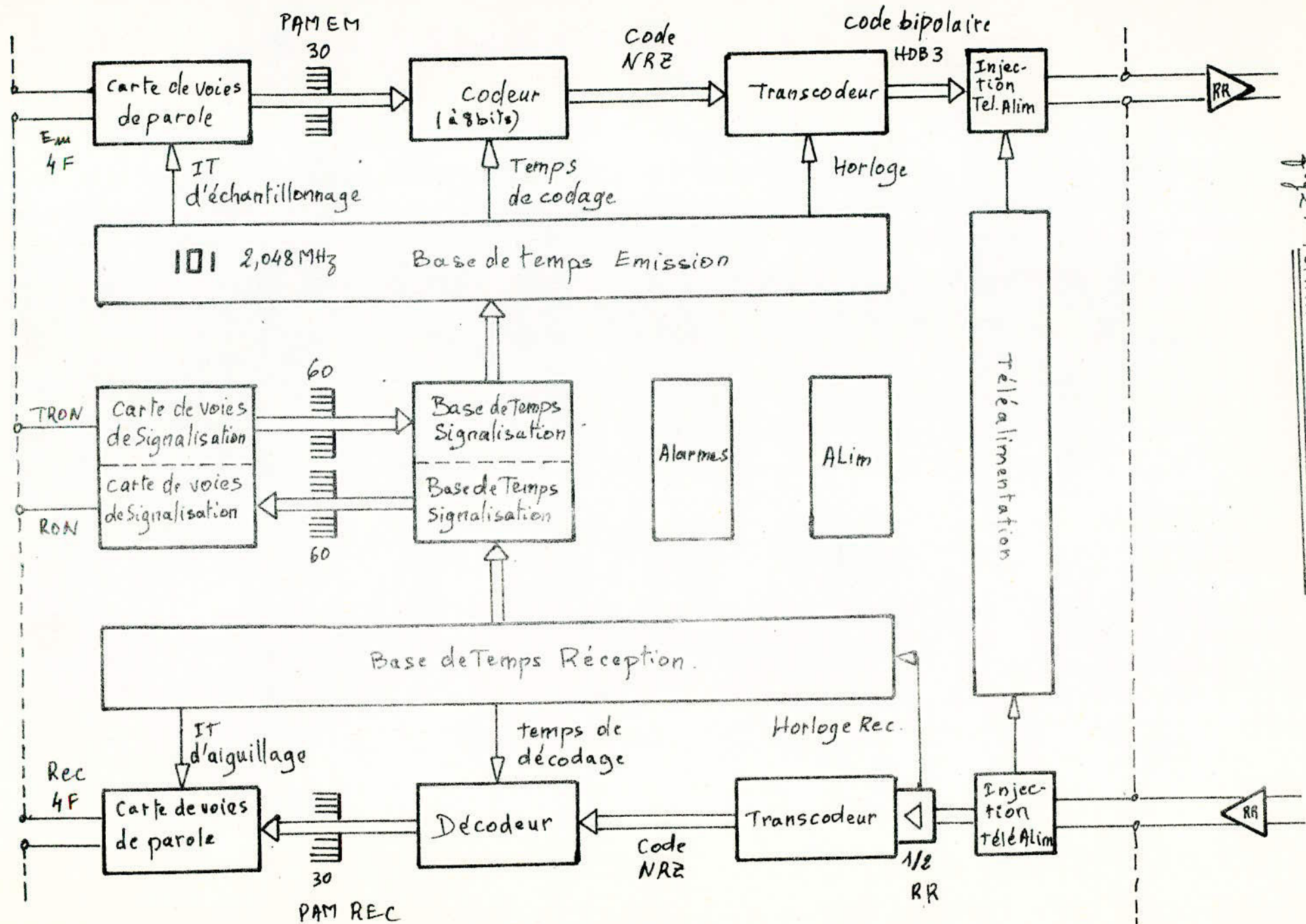
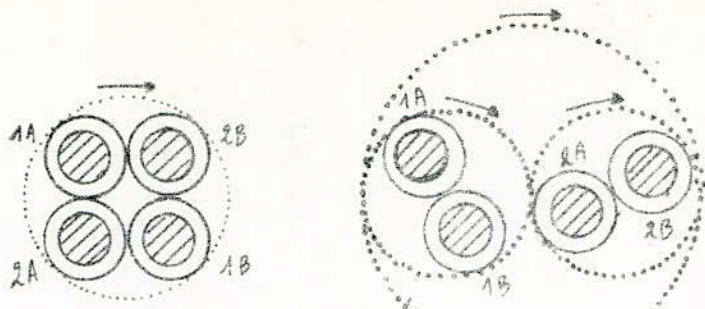


fig. 2 Terminal numérique de ligne.



quarte étoile = QE

quarte à paires combinables = QC.

fig 5: Mode de formation des quartes

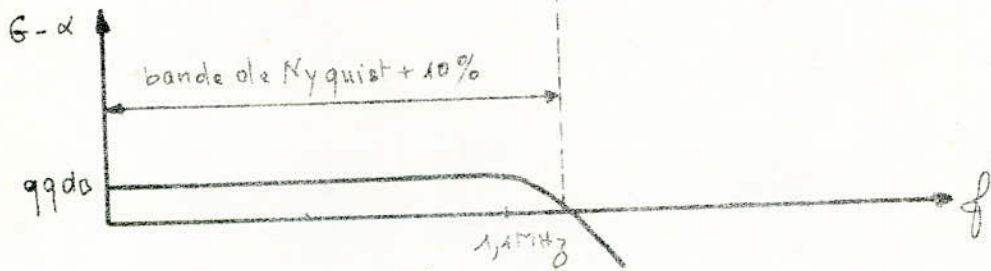
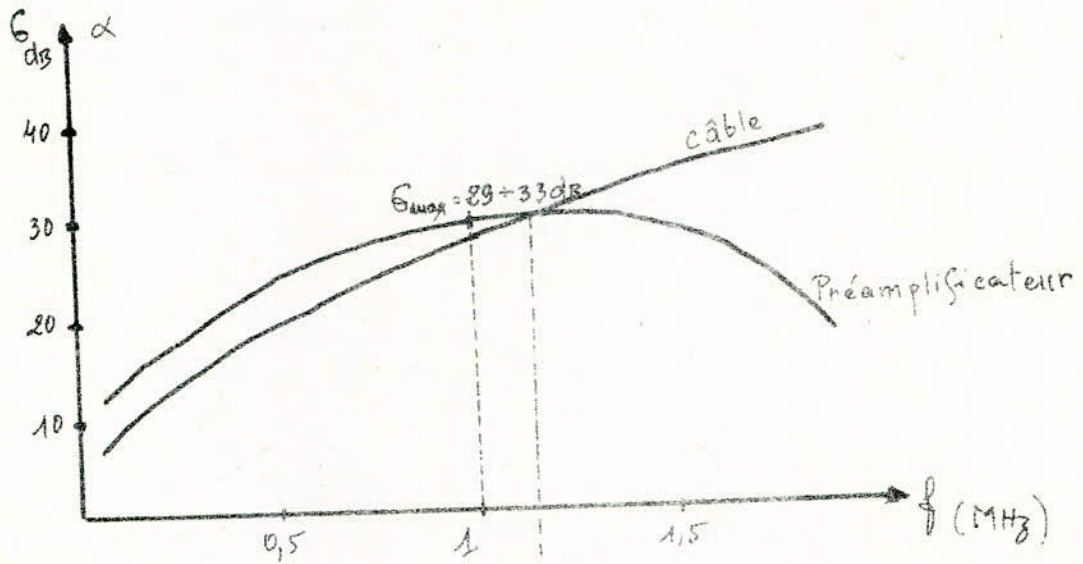


fig 6: Comparaison entre l'affaiblissement du câble et le gain du préamplificateur du répéteur - régénérateur.

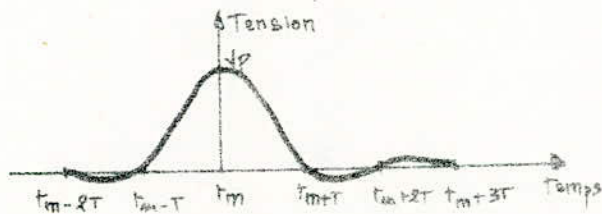


fig 7: Réponse de l'ensemble : section de câble + préampli à une impulsion rectangulaire isolée.

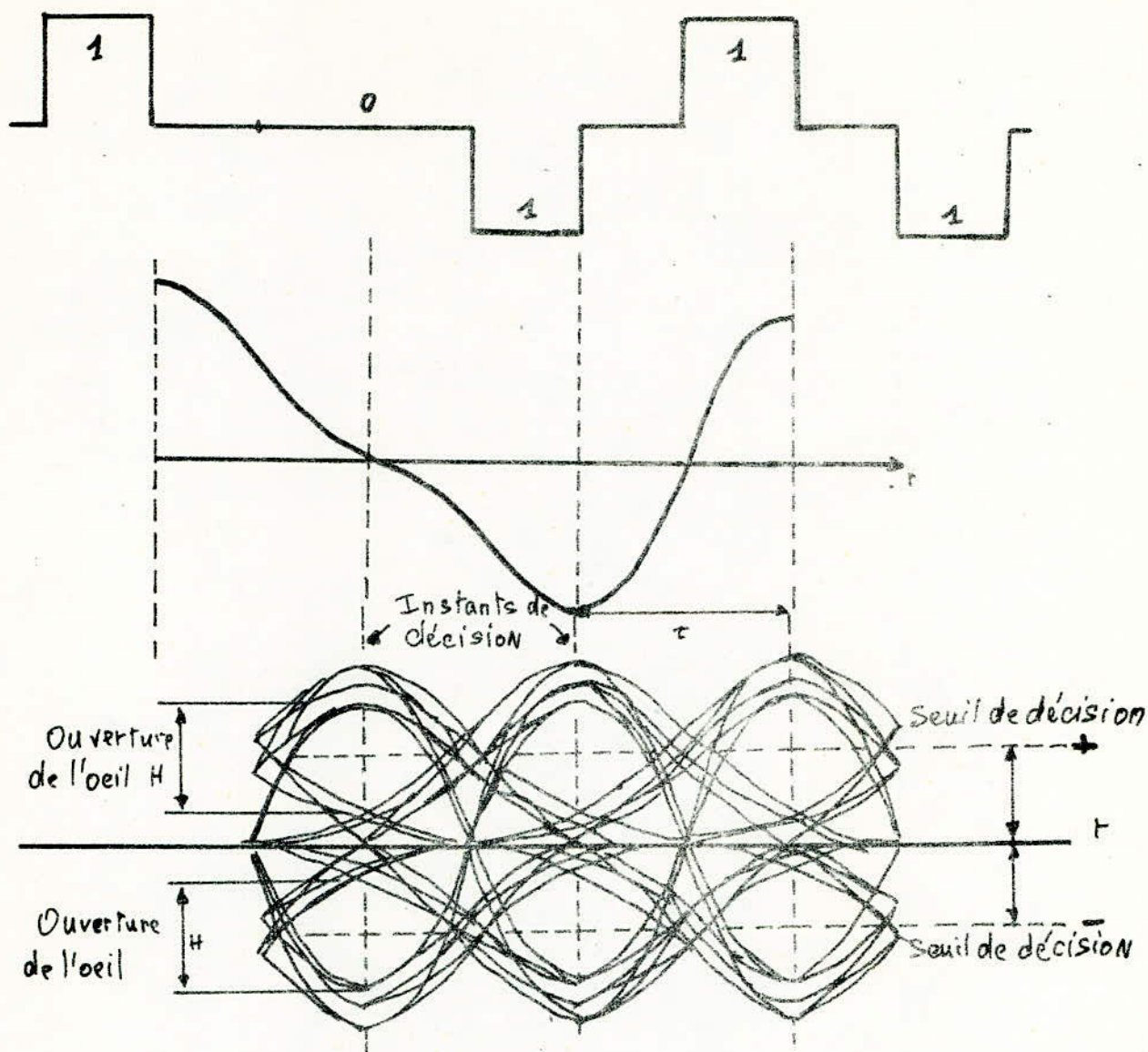


fig 8 et 9 : Signal en ligne et diagramme de l'oeil.

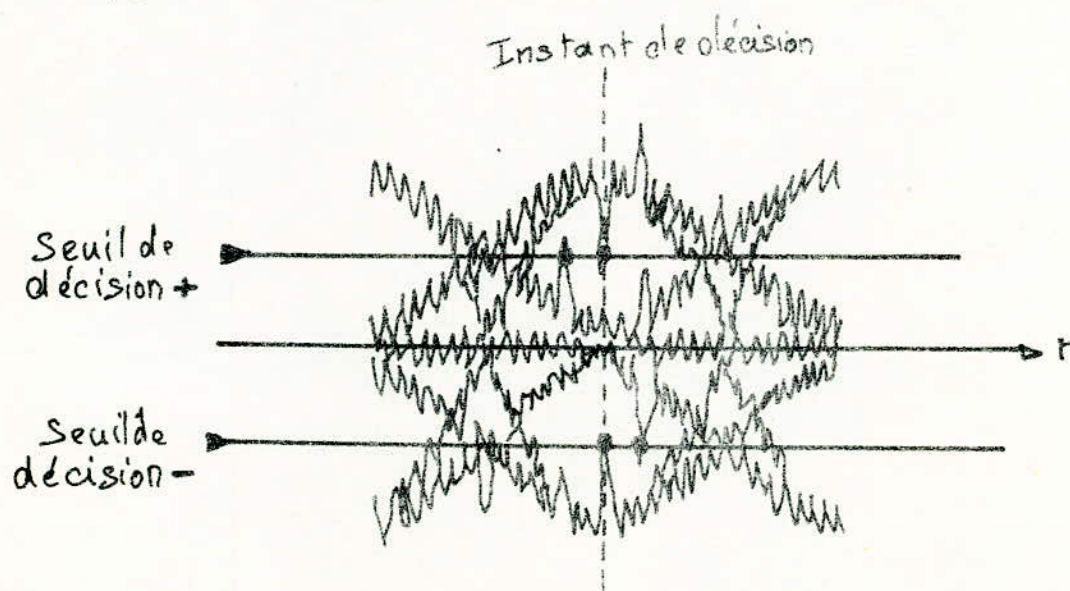


fig 10 : Influence du bruit impulsif d'origine diaphonique.

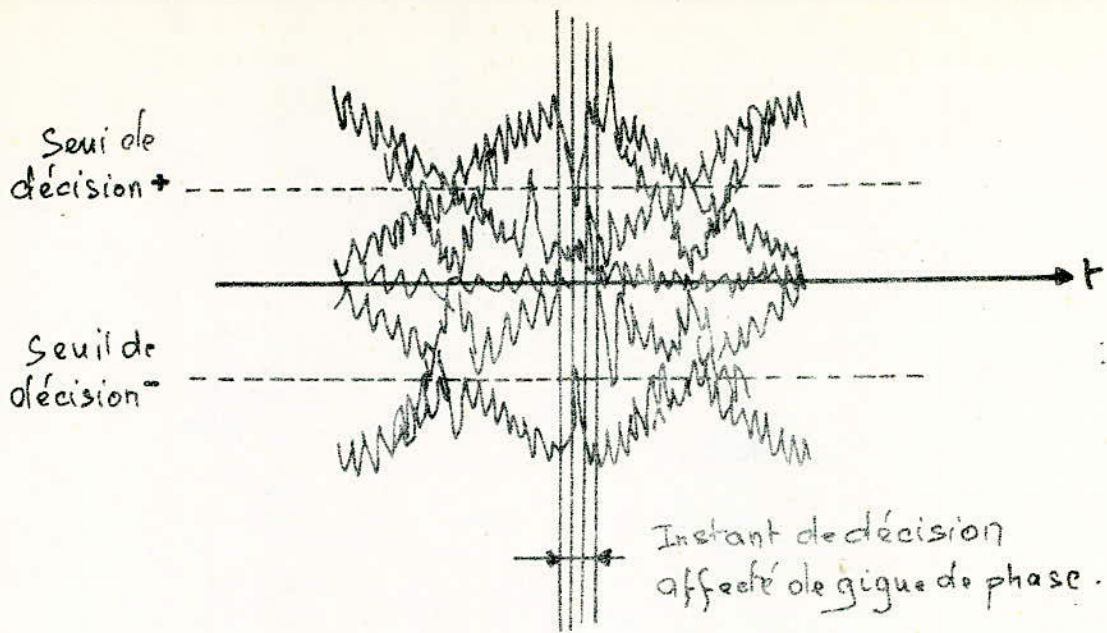


fig 11: Gigue de phase affectant l'instant de décision

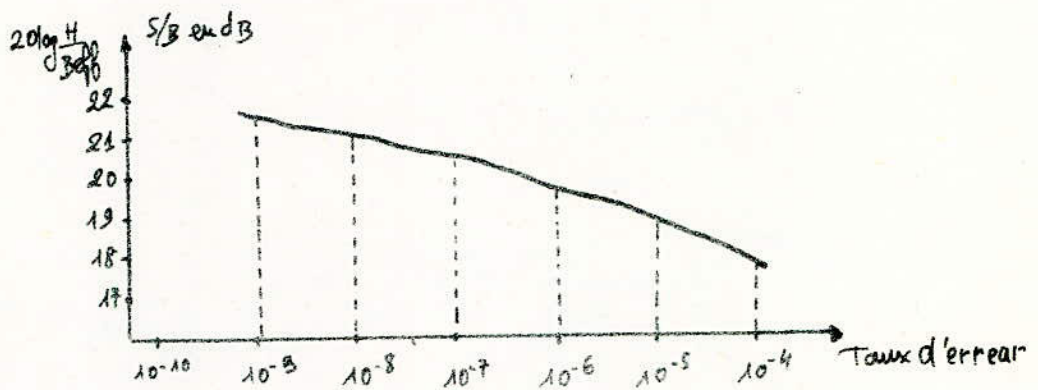


fig 12: Variation du S/B en fonction du taux d'erreurs en sortie du préampli-correcteur du répéteur.

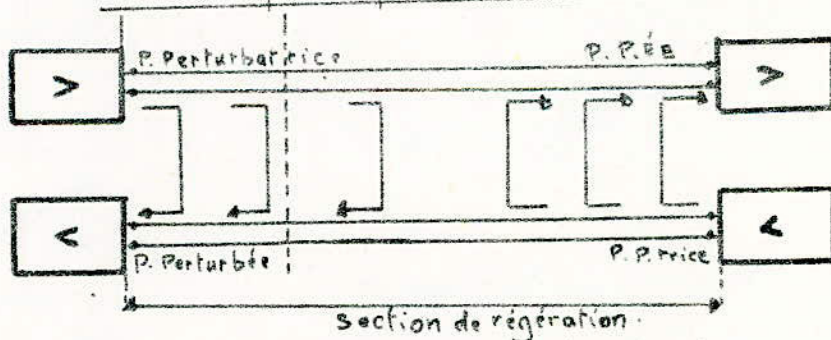


fig 14: phénomène de paradiaphonie.

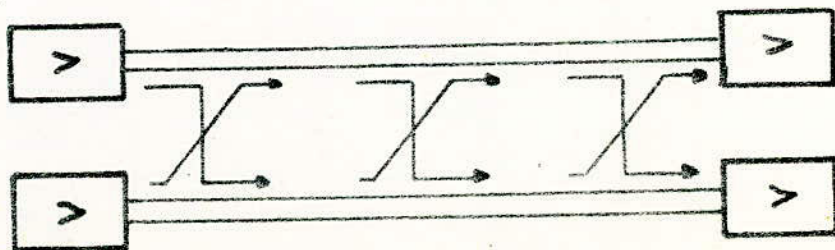


fig 15: phénomène de télédiaphonie

fig 13: Schéma synoptique d'un répéteur régénérateur à 2 MBit/s.

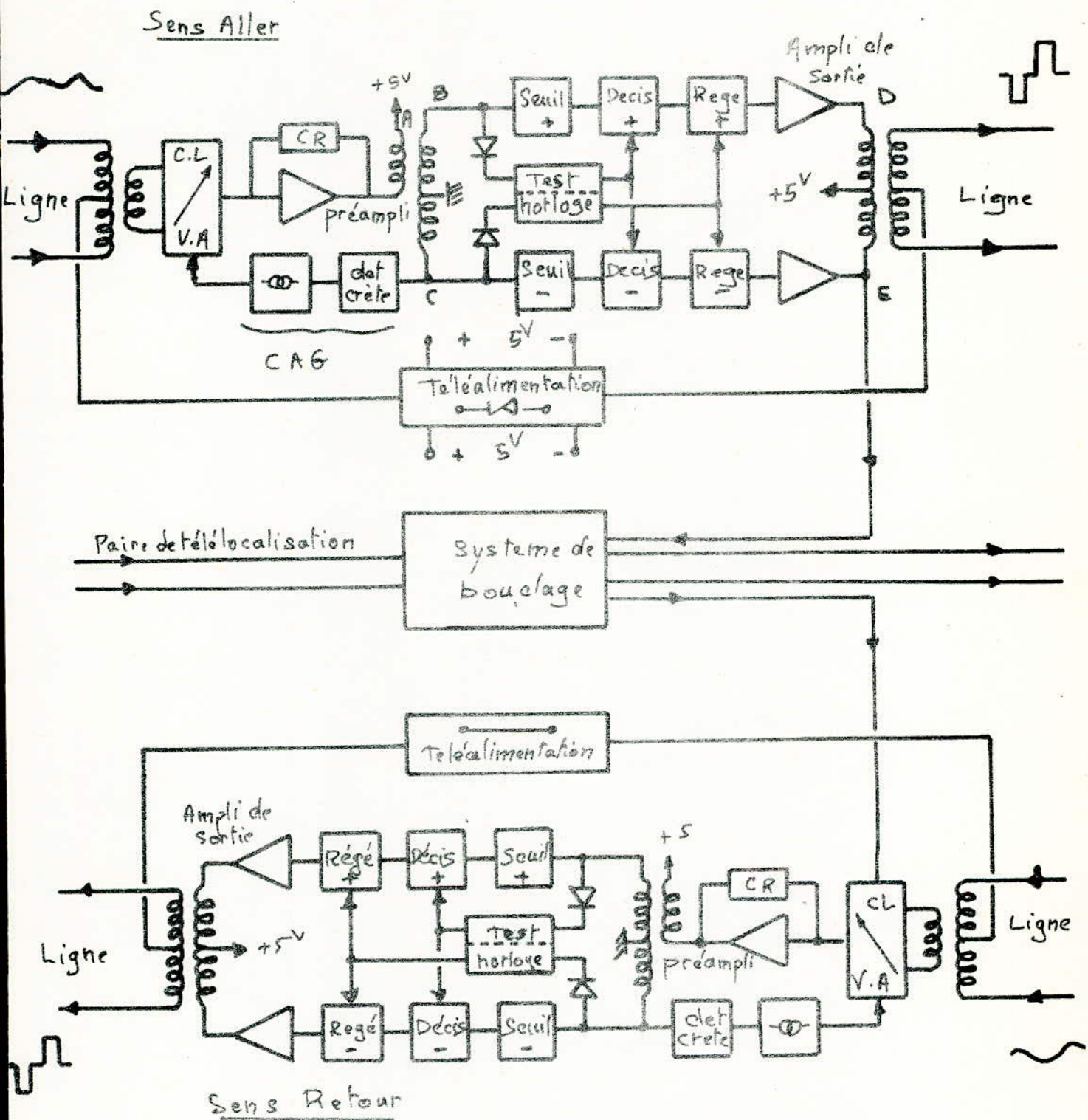
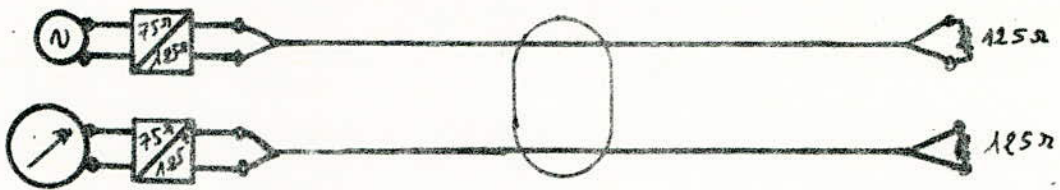


fig 16: Mesures on analogique



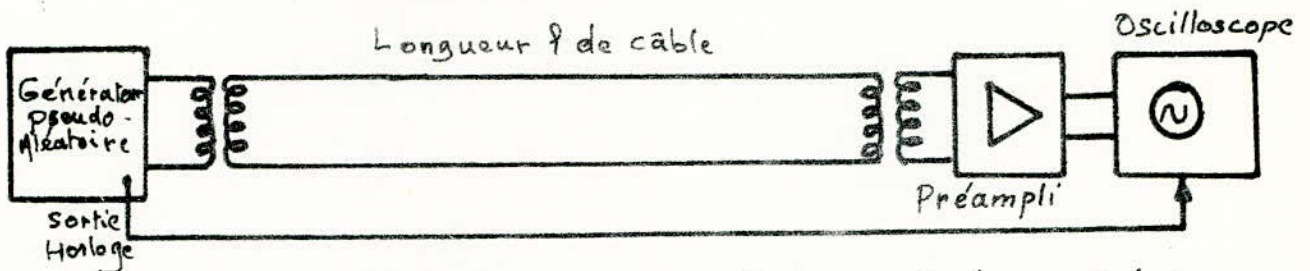
a) Mesure affaiblissement fréquence sur une paire.



b) Mesure affaiblissement de paradiaphonie entre Les paires.

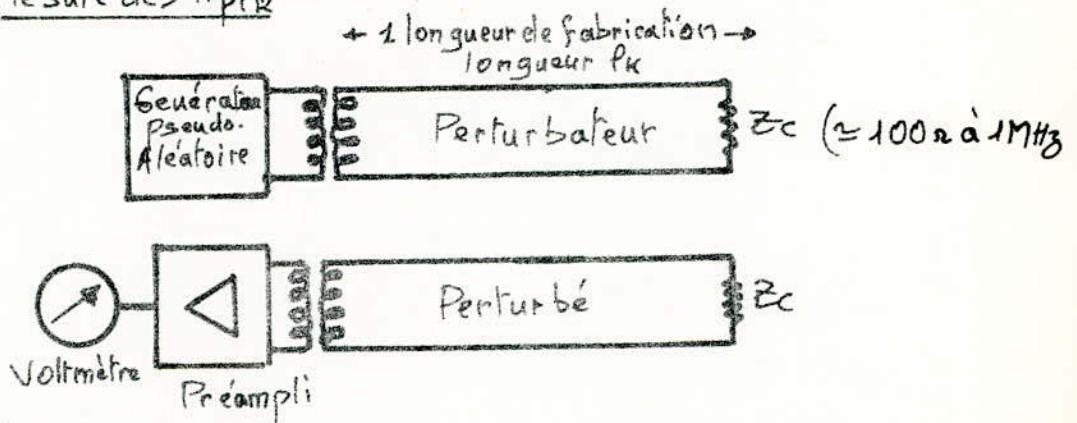
fig 17: Mesures on numérique

a) Mesure de la tension de bruit

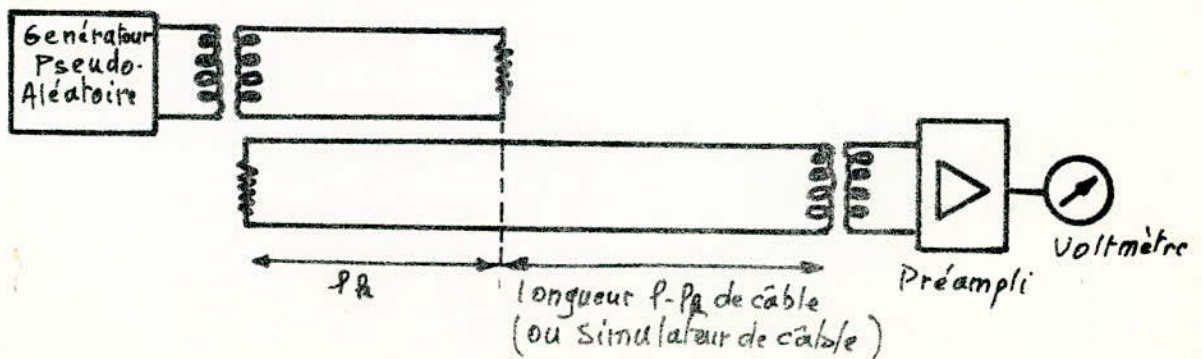


l'amplitude crête à crête de l'oeil observé est \propto celle du signal émis en ligne. Cette amplitude est tel que $B_{max} = \frac{H}{Z} \Rightarrow B_{max}$.

b) Mesure des $\Pi_{pi}l$



c) Mesure de $\Pi_{r}l$



CHAPITRE IX

Choix des quartes et paires pouvant être affectées à la transmission MIC dans les câbles

I- Câbles urbains à quartes en étoile

I-1. Types de câbles considérés

Espacement des répéteurs-régénérateurs :

- Câbles 1,0 mm - 40 nF/km de la série 81
 - longueur nominale de la section de régénération : 1830 m,
 - longueur maximale admissible : 1900 m.
- Câbles 0,8 mm - 50 nF/km isolés au papier (séries : 84, 85, 87)
 - Longueur maximale admissible : 1550 m
- Câbles 1,0 mm - 50 nF/km isolés au papier (séries 84, 85, 87)
 - Longueur maximale admissible : 1830 m
- Câbles 0,8 mm - 50 nF/km isolés au polyéthylène (séries 88, 98, 89, 99)
 - Longueur nominale de la section de régénération : 1780 m
 - Longueur maximale admissible. câbles entérés : 1850 m
câbles autoporteurs : 1800 m

I-2. Choix des quartes M.I.C.

I-2-1. Généralités

Les paires affectées à des sens de transmission opposés doivent ici, être soigneusement séparées. Une quarte MIC véhiculera donc, soit les sens (origine - extrémité OE) OE de deux liaisons MIC (quarte MIC sens OE, soit les sens EO de deux liaisons MIC, quarte MIC sens EO).

Deux cas sont à distinguer :

a) Ou bien il est impossible de choisir des quartes convenablement disposées dans le câble, celui-ci étant déjà posé et brassé.

b) Ou bien le choix est possible, le câble étant neuf (donc non encore raccordé), ou raccordé "quarte à quarte" (une quarte donnée ayant la même position dans toutes les longueurs de fabrication du câble).

I-2-2. Câbles 0,8 mm - 50 nF/Km des séries 89 et 99 et des séries 88 et 98 raccordés "quarte à quarte"

On rappelle que les câbles des séries 89 et 99 doivent toujours être ~~fab-~~
~~corrés~~ fil à fil.

voir disposition des quartes MIC, figure 1.

Raccordement en un point de régénération (ou raccordement de deux sections), dans le cas des câbles à faisceaux (fig. 2)

Pour se prémunir contre les phénomènes de diaphonie par circuits tertiaires, il est recommandé de raccorder les quartes MIC au pot de répéteur de telle manière qu'un faisceau affecté à la transmission MIC se trouve être le sens OE d'un côté du point de régénération et de sens EO de l'autre côté, ou vice-versa selon la figure 3.

Des expériences ont en effet montré que le bruit dû aux circuits tertiaires, dans le cas où un faisceau MIC est affecté au même sens de transmission des 2 côtés d'un point de régénération est faible.

I-2-3. Câbles 0,8 mm - 50 nF/km et 1 mm - 40 et 50 nF/km, isolés au papier neuf, ou raccordés "quarte à quarte" (0,8 et 1 mm des séries 84, 85, 87; 1 mm de la série 81)

Règles générales de choix des quartes, applicables à ces types de câbles

Si l'on excepte la couche centrale d'un câble concentrique ou d'un faisceau concentrique, il y a en général deux pas de quartage différents dans une couche, deux quartes adjacentes de la même couche étant toujours de pas différents.

a) Séparation des quartes de sens opposés

Deux quartes MIC affectées à des sens de transmission opposés :

- Si elles appartiennent à la même couche, doivent être séparées par une quarte au moins si elles sont de pas différents, par cinq quartes au moins si elles sont de même pas.
- Si elles appartiennent à des couches différentes, doivent être séparées par deux couches,
- Si elles appartiennent à des faisceaux de 28 paires, doivent appartenir à des faisceaux différents, opposés s'il y a quatre faisceaux, séparés par un faisceau au moins s'il y a plus de quatre faisceaux.

La séparation des quartes de sens opposés n'a d'importance que sur les longueurs de fabrication situées à moins de 400 mètres de l'extrémité d'une section (c'est-à-dire, d'un point de régénération) pour les câbles 0,8 mm, à moins de 500 mètres pour les câbles 1 mm.

b) Séparation des quartes de même sens

Une seule configuration est à éviter : deux quartes de même sens, de même pas, séparées par une seule quarte, dans une des deux couches les plus externes d'un câble concentrique ou d'un faisceau concentrique.

Câbles de faible contenance (56 paires maxi)
voir figure 4

I-2-4. Quelques considérations sur le cas des câbles posés et brassés

a) Câbles à faisceaux, raccordés "faisceau à faisceau"

Les quartes MIC de sens opposés seront choisies dans des faisceaux différents, opposés, s'il y a quatre faisceaux, ou séparés par un faisceau au moins, s'il y a plus de quatre faisceaux.

A cause de la télédiaphonie, le remplissage de faisceaux sera limité à 3 quartes, par exemple, dans un faisceau de 14 quartes, et à 1 quarte dans un faisceau de 7 quartes.

b) Câbles concentriques, brassés par groupes

Ces groupes ne respectent malheureusement pas les couches en général. Il faudra choisir les quartes à affecter à des sens de transmission opposés dans des groupes différents, le mieux séparés possible, en évitant si possible d'utiliser le groupe le plus externe, car c'est dans ce groupe que se trouvent les plus mauvais couplages télédiaphoniques.

Cas du câble à 112 quartes de la série 81, brassé en 4 groupes de 28 quartes

Les quartes étant numérotées en partant du centre, ces groupes comprennent les quartes suivantes :

Groupe	I	:	quartes n° 1 à 28
"	II	:	" n°29 à 56
"	III	:	" n°57 à 84
"	IV	:	" n° 85 à 112

Il faut de toutes façons choisir les quartes d'un sens (sens OE, par exemple) dans le groupe I, des mesures vont permettre de décider s'il vaut mieux choisir les quartes de l'autre sens, (sens EO, par exemple) dans le groupe III ou dans le groupe IV. Il faudra de toutes façons les choisir dans l'un de ces deux groupes.

d) Câbles urbains

A l'exclusion des câbles de faible contenance (1, 2, 4 et 8 paires) les contenances officiellement agréées pour la fourniture de câbles urbains sont multiples de 14 paires.

Les contenances admises sont donc les suivantes :

1, 2, 4, 8, 14, 28, 56, 112, 224, 336, 448, 672, 896, 1344, 1792 paires.

Les câbles urbains dont la contenance est supérieure à 56 paires, contiennent en sus des paires nominales, un certain nombre de paires de réserve destinées à être utilisées en remplacement des paires qui ne seraient pas conformes aux prescriptions du cahier des charges.

Le nombre de paires de réserve est en fonction de la contenance du câble par le tableau ci-après :

Contenance du câble en paire		112	224	448	672	896	1344	1792
Nombre de paires de réserve	Isolées au papier	2	4	6	8	8	12	16
	Isolées au polyéthylène	0	2	4	-	6	-	-

Les câbles auxiliaires rencontrés dans le réseau d'Alger sont des 112, 224, 448, 896 paires des 112, 224 quartes et rarement ceux à faible contenance (inférieure à 56 paires).

On remarque que les câbles présentent les configurations suivantes :

- soit qu'ils sont constitués par un seul toron de conducteurs (câbles à couches concentriques);
- soit qu'ils sont formés de torons de conducteurs dont le toron élémentaire est de 28 paires (à couches concentriques).

Ainsi les câbles à 112 et 224 paires sont assemblés à partir de torons de 28 paires. Les câbles à 448 et 896 paires sont constitués respectivement par l'assemblage de 4 torons de 4 x 28 paires et de 4 torons de 8 x 28 paires.

Pour le repérage des paires MIC on tient compte des prédispositions de mesure d'affaiblissement-fréquence et de paradiaphonie.

Câbles spéciaux pour le 8 Mbits

Ils peuvent être des coaxiaux ou à paires symétriques. Dans le dernier cas on trouve des câbles à faisceaux de 7 paires (une ancienne fabrication à 6 paires existe également).

Les caractéristiques électriques nominales de la paire sont les suivantes :

- Impédance caractéristique : 160Ω à 4,2 MHz,
- Capacité : 28,5 nF/km
- Affaiblissement : 14,1 dB/km à 4,2 MHz et 10° C

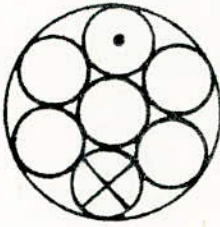
Le pas d'installation des liaisons à 8 Mbit/s utilisant des câbles à paires symétriques spécifiques est de 3000 à 4400 mètres.

Trois types de câble à 4,8 et 14 faisceaux ont été développés.

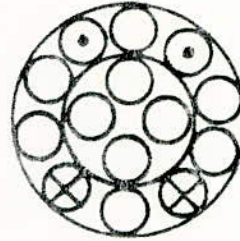
Ils comportent en plus une paire de localisation et 3 paires de service.

Fig 1. - Câbles en un seul faisceau de 14 ou 28 paires

a) - Exploitation utilisant un câble unique, véhiculant les deux sens de transmission de chaque système MIC

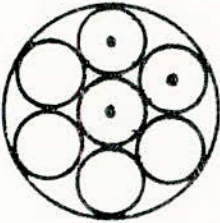


14 paires
1 quarte MIC sens OE
1 quarte MIC sens EU
2 systèmes M.I.C.

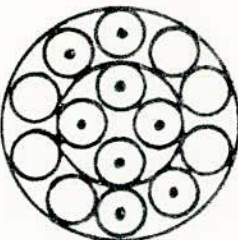
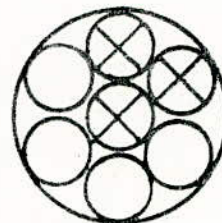


28 paires
2 quartes MIC sens OE
2 quartes MIC sens EU
4 systèmes M.I.C.

b) - Exploitation utilisant deux câbles, un par sens de transmission



2 x 14 paires
3 quartes M.I.C. sens OE
3 quartes M.I.C. sens EU
6 systèmes M.I.C.



2 x 28 paires
8 quartes M.I.C. sens OE
8 quartes M.I.C. sens EU
16 systèmes M.I.C.

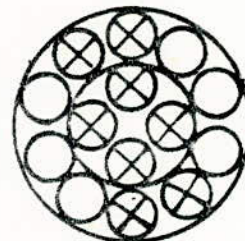
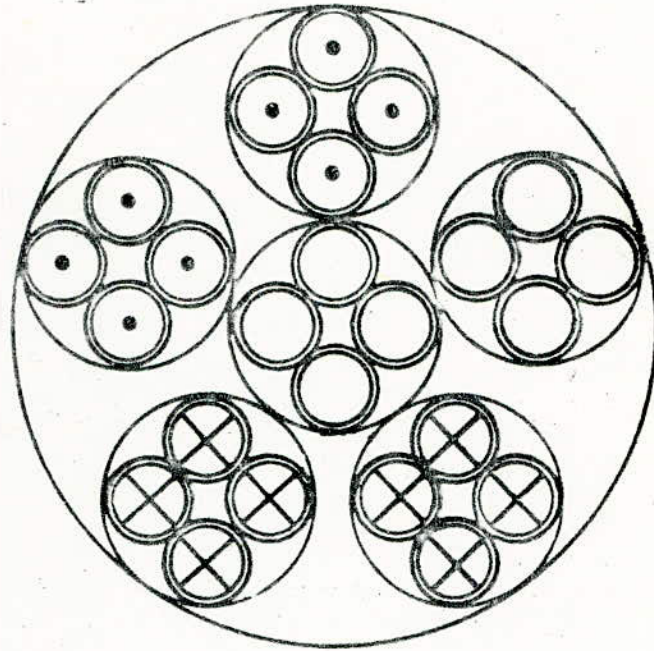


Fig 2: Câbles à faisceaux



672 paires (6 faisceaux composés de 4 faisceaux de base)

64 quartes M.I.C. sens OE

64 quartes M.I.C. sens EO

128 systèmes M.I.C.

Fig 3: Raccordement des câbles à faisceaux en un point de régénération.

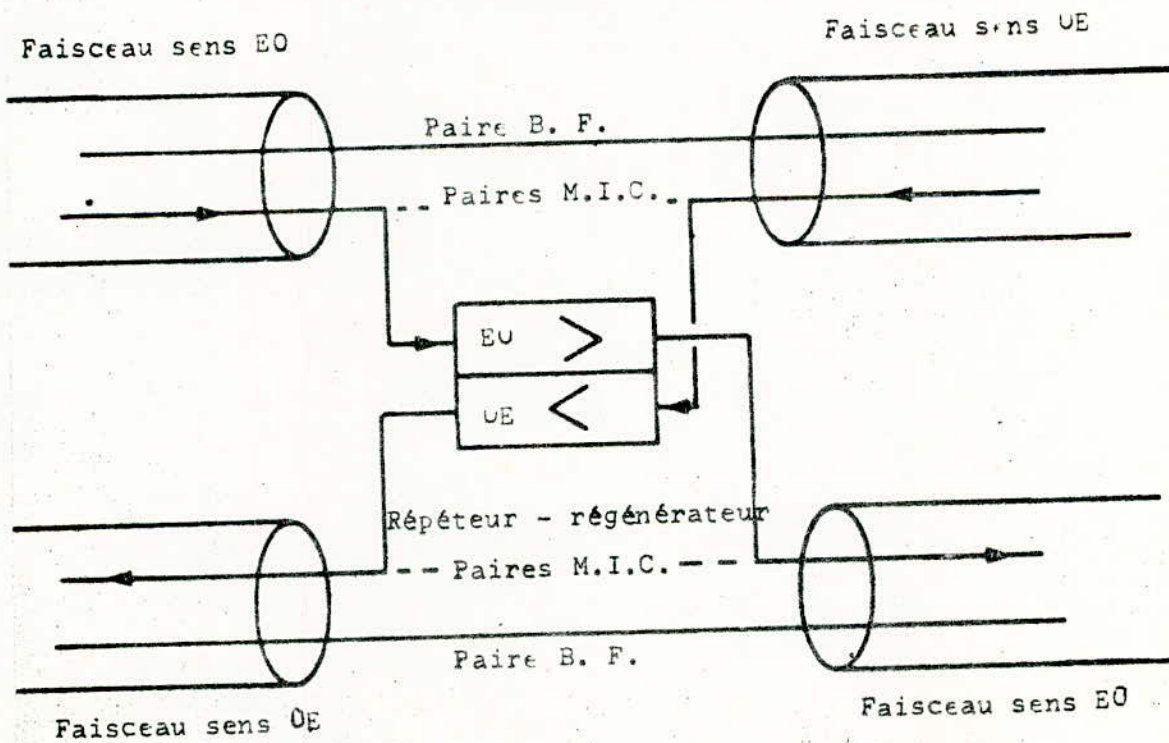


Fig 4 - Câbles de faible contenance (jusque 56 paires).

Rappel de la légende :



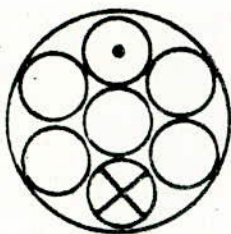
Quarte M.I.C. sens OE.



Quarte M.I.C. sens EO

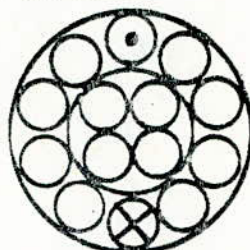


Quarte utilisée en B. F.



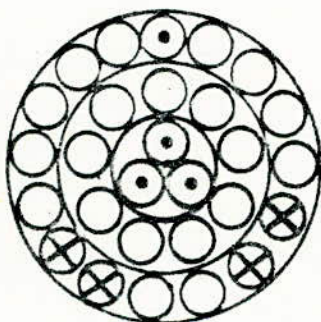
14 paires

1 quarte M.I.C. sens OE
1 quarte M.I.C. sens EO
2 systèmes M.I.C.



28 paires

1 quarte M.I.C. sens OE.
1 quarte M.I.C. sens EO
2 systèmes M.I.C.



56 paires

4 quartes M.I.C. sens OE.
4 quartes M.I.C. sens EO
8 systèmes M.I.C.

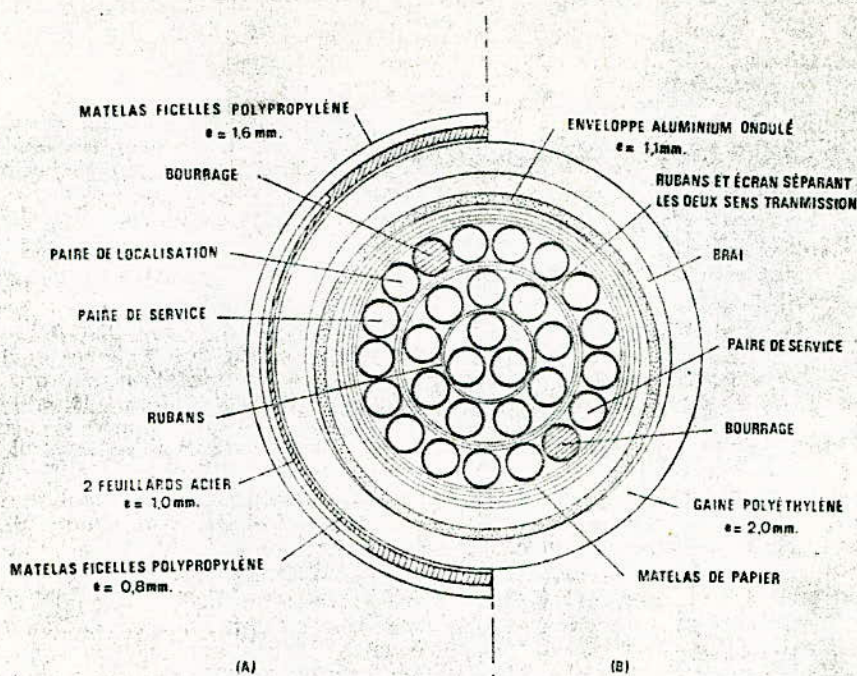


Fig. 1' — Coupe du câble à 24 paires d'une liaison spéciale

- A : Version aluminium, gaine, armure ;
 Ø 52,5 mm, masse 3,3 kg/m ;
 B : Version aluminium, gaine ;
 Ø 44 mm, masse 1,5 kg/m.

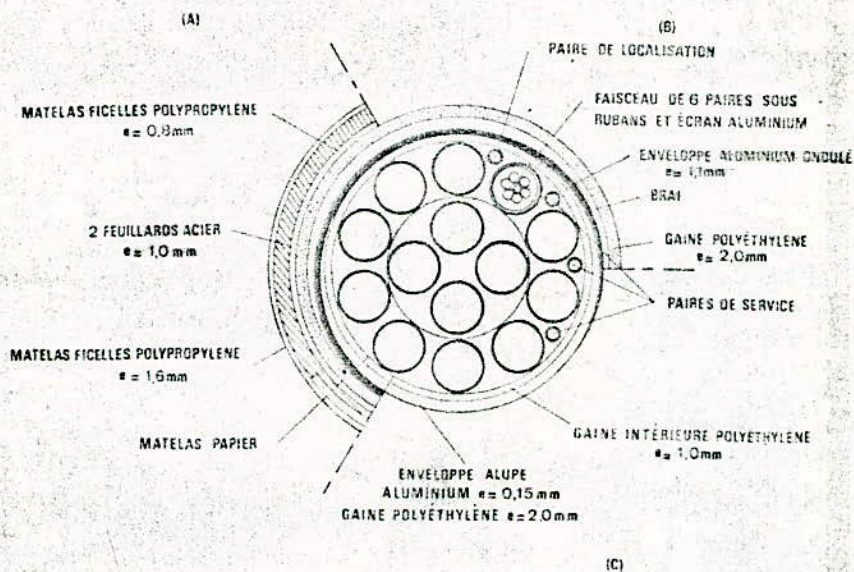


Fig. 2' — Coupe du câble à 84 paires en 14 faisceaux de 6 paires spéciales.

- A : Version aluminium, gaine, armure ;
 Ø 86 mm, masse 7,2 kg/m ;
 B : Version aluminium, gaine ;
 Ø 77 mm, masse 4,1 kg/m ;
 C : Version ALUPE (ruban mince d'aluminium adhérent à la gaine de polyéthylène) ;
 Ø 65 mm, masse 2,8 kg/m.

CHAPITRE X

Stratégie d'introduction des techniques
numériques dans le réseau téléphonique
d'Alger

I- Facteurs ayant une influence sur la numérisation d'un réseau téléphonique

A la base, l'élément de stimulation pour introduire soit la transmission numérique, soit la commutation numérique est l'économie. Comme la qualité de transmission ne sera améliorée que lorsqu'une partie importante du réseau aura été numérisée, il s'agit d'un objectif à long terme.

Ces dernières années, on a assisté à une évolution rapide de la technologie des systèmes de transmission et de commutation notamment l'arrivée de leur phase numérique. Cet aspect nous a menés à voir une amélioration des facteurs de qualité des équipements et de même une baisse relative du coût des composants électroniques (voir figure 1).

Aussi ces techniques numériques comparativement à celles analogiques sont avantageuses comme suit :

- 1) La transmission MIC pourra être moins chère que la transmission analogique sur une liaison donnée;
- 2) La commutation MIC peut devenir plus économique que la commutation analogique dans un contexte entièrement analogique;
- 3) L'équipement de commutation ou de transmission MIC ne semble pas être économique si on le considère isolément, mais constitue une solution économique dans un réseau intégré.

Considérons les possibilités offertes

a. La transmission numérique (MIC) seule est déjà économique dans des zones urbaines, lorsque la distance entre les centraux dépasse 6 à 10 km, et quand le nombre de voies nécessaires est proportionné à la modularité des multiples MIC. Les conditions d'introduction de la MIC sont plus avantageuses lorsque les câbles existants sont à des taux d'occupation élevés et que les circonstances locales rendent la pose de nouveaux câbles difficile ou onéreuse. Donc on réalise une économie de câble.

Des systèmes de transmission MIC à grande distance, de capacité supérieure (140 Mbit/s), se révèlent également économiques dans certaines applications avec câbles coaxiaux ou faisceaux hertziens, et fort probable, dans l'avenir, avec la fibre optique.

La transmission MIC, qui depuis environ 15 ans est en exploitation sur les réseaux analogiques est par son essence même une raison suffisante pour que l'on introduise la commutation numérique, puisque l'on peut ainsi éviter l'acquisition d'onéreux équipements terminaux de conversion numérique-analogique.

b. La commutation numérique temporelle

Les nouveaux services ou facilités offerts par la SPC (Switching Programm Control) militent en faveur de l'introduction de la commutation numérique temporelle. Ces équipements électroniques sont intéressants de part leurs coûts et les avantages qu'ils offrent dans les domaines de l'exploitation, de la maintenance, de la gestion et des services d'abonnés. En effet, on a :

- Une évolution favorable du prix des composants électroniques en comparaison à celui des composants électromécaniques;
- Une possibilité de construire des commutateurs numériques à grande capacité avec encombrement interne négligeable;
- Une surface de central requise pouvant être considérablement réduite;
- Une construction de locaux avec simple architecture (donc réduction du coût de la construction). Un central électronique peut être installé dans un simple local à usage domestique.

Les avantages pour l'exploitation sont :

En premier La commutation numérique temporelle seule est déjà économique dans les grands centres de transit; en effet, les commutateurs analogiques 4 fils pour trafic intense et l'équipement de signalisation correspondant sont coûteux. Egalement on a :

- possibilité d'introduire de manière simple, un système centralisé d'exploitation et même de maintenance (mesure de trafic, intensité des erreurs de bits, alarmes, taxation ...). On garantit une supervision et une exploitation à distance des autres centraux,
- facilité de modification des données d'acheminement de trafic,
- plan de numérotage flexible, permettant une utilisation efficace de l'équipement d'abonné. On agit sur le logiciel et non au répartiteur,
- possibilité d'introduire des unités de raccordement d'abonnés distants présentant les avantages suivants :
 - * économie dans le réseau de lignes d'abonnés parce qu'il est possible de réduire la longueur de lignes d'abonnés,
 - * possibilité de grouper de plus grandes zones sur chaque sélecteur de groupe numérique, ce qui donne un coût fixe plus faible par abonné,
 - * qualité de transmission améliorée à cause des lignes d'abonnés plus courtes et de la transmission MIC entre l'unité de raccordement d'abonnés distante et le centre de rattachement.
- importantes possibilités de débordement,
- adaptation aisée aux exigences des réseaux futurs.

Les avantages pour la maintenance sont :

- Besoins de personnel réduits,
- Essai automatique des boucles d'abonnés et de l'équipement de transmission,
- Programmes de détection et de localisation automatiques de dérangements,
- Routine de maintenance périodique,
- Encombrement réduit.

Les avantages pour les services d'abonnés sont :

- Nombreuses classes de services disponibles. En effet, on a la possibilité d'écouler de nombreux types différents d'informations numériques, non seulement la parole codée, mais aussi le télex et la transmission des données,
- Durée d'établissement de communication plus courte,
- Nombreux arrangements de recherche d'une ligne libre,
- Appel en instance, renvoi d'appels,
- Communication collective (conférence), appels accélérés,
- Accès au service de renseignements centralisé.

Les avantages au plan administratif sont :

- Compteurs de logiciels, avec enregistrements sur bande magnétique,
- Facturation détaillée automatique,
- Localisation des dérangements et établissement de diagnostics avec réduction d'intervention humaine.

c. Commutation et transmission intégrées

L'intégration de la commutation et la transmission numériques représente le but final de l'évolution du réseau. La commutation numérique accroît la distance optimale en faveur de la transmission MIC qui à son tour rentabilise avantageusement la commutation numérique. Ainsi on a amélioré les qualités de transmission avec la TC I.

LE LOGICIEL

1) Fonctions du logiciel. Organisation générale

Le logiciel opérationnel est l'ensemble des programmes exécutés dans les calculateurs de commande d'un autocommutateur électronique et nécessaires à son fonctionnement. Il se compose physiquement d'instructions et de données et effectue toutes les tâches intelligentes d'un autocommutateur électronique. La première tâche du logiciel est le traitement des appels puis s'ajoutent les fonctions d'exploitation et de maintenance.

Les programmes opérationnels peuvent être classés en 2 grandes catégories : Les programmes "système" et les programmes d'application (voir illustration)

a) Programmes système : Ils sont l'équivalent en commutation du système d'exploitation "operating system", d'une centre de calcul. Ils forment un interface obligé entre les programmes de l'application et le matériel. Leurs principales fonctions sont :

- d'enchaîner les tâches et de résoudre les priorités entre les programmes d'application, les programmes qui jouent ce rôle sont appelés moniteurs;
- de gérer des entrées-sorties téléphoniques et informatiques assurant de façon exclusive les relations avec l'extérieur, en informatique, ces programmes sont appelés des "handlers";
- d'allouer des ressources (mémoire, périphériques) aux processus en cours dans l'unité centrale;
- d'assurer la défense du système en réaction à des fautes logicielles ou matérielles;
- de gérer le dialogue homme-machine avec les opérateurs et l'accès aux fichiers qui décrivent l'état du système.

b) Programmes d'application : Ils se divisent en 3 groupes principaux :

- le groupe des programmes de traitement des appels est chargé de l'établissement, la rupture, la taxation, la surveillance des appels conformément aux spécifications du cahier des charges général de l'application téléphonique;
- le groupe des programmes d'exploitation assure la gestion des fichiers en mémoire, c'est à dire leur modification ou interrogation, par l'opérateur ou même par l'abonné dans le cadre des services téléphoniques supplémentaires, l'observation du trafic et les essais/mesures sur les lignes d'abonnés et les jonctions entre autocommutateurs;
- le groupe des programmes de maintenance assure les fonctions de détection et de localisation des fautes dans les équipements, y compris dans les calculateurs.

Typiquement, l'ensemble du logiciel opérationnel, pour un autocommutateur, comporte entre 200 000 et 400 000 instructions. Une répartition en volume d'instructions entre programmes systèmes et programmes d'applications indique que les 2/3 du logiciel sont consacrés aux fonctions d'exploitation et de maintenance.

Un programme ne peut être exécuté que s'il est présent en mémoire centrale mais, lorsqu'il n'est pas actif, il peut être stocké sur d'autres supports (disques, bandes magnétiques). Le choix d'un support de stockage pour un programme donné dépend de sa fréquence d'exécution et du temps de réponse autorisé.

II- Stratégies d'introduction d'un nouveau système

Les systèmes de transmission et de commutation numériques sont actuellement en cours d'introduction dans les réseaux téléphoniques existants. Etant donné la durée de vie importante des équipements actuels qui représentent un investissement des capitaux considérables, la coexistence des installations analogiques et numériques sera inévitable pendant plusieurs décennies. Comme on l'a vu précédemment, la TC I est beaucoup plus économique qu'une solution analogique. Cependant, pour introduire la commutation numérique dans un réseau existant du type analogique, les unités numériques doivent supporter le coût des équipements d'interface nécessaires à la conversion entre signaux analogiques et numériques. Ces équipements constituant une partie substantielle du coût au niveau du réseau, cette transition doit être planifiée avec beaucoup de soins.

Donc en premier lieu, il faut définir les objectifs de l'étude :

- identifier les paramètres critiques qui déterminent les aspects économiques des systèmes téléphoniques et ainsi définir les règles d'introduction de la technologie MIC dans le réseau;

- choisir la meilleure configuration du réseau MIC, en fonction du réseau existant, et établir les modes de raccordement entre ces réseaux;

- spécifier les caractéristiques intéressantes des systèmes de commutation et transmission temporelle, afin de réaliser le meilleur compromis entre les critères économiques et techniques dans un large domaine d'applications.

Il faut encore rassembler un certain nombre de données et ce moyennant l'étude de sites réels. Elles peuvent être :

- cartes de l'ensemble de la région et cartes détaillées des quartiers à haute densité de population;

- implantation actuelle du réseau; situation et fonction des centraux, découpage en zones de service, diagramme de jonctions;
- statistiques de population (taux de croissance au moins sur 20 ans,
- installations existantes : centraux (système, âge, capacité), bâtiments avec leur taux d'occupation, équipements de transmission);
- écoulement de trafic,
- prévisions de croissance (nombre d'abonnés et trafic).

A partir de ces renseignements, il est possible d'établir une stratégie d'extension, d'implantation en définitive d'introduction de la technique numérique. Lorsque ces données de prévisions sont incomplètes, des données statistiques et des extrapolations sont retenues pour combler ces lacunes.

II-1. Différentes manières d'introduction des techniques numériques dans un réseau existant

- En tant que réseau superposé,
- En tant que cellules numériques isolées (ilots électroniques),
- Comme remplacement de parties du réseau existant,
- Pour l'extension des centres de commutation et/ ou d'artères de transmission existants,
- Comme extension de réseau: dans de nouvelles zones.

Ces variantes ne s'excluent pas mutuellement; dans la pratique, on peut adopter vraisemblablement une combinaison de tout ou partie de ces options.

Les deux premières options mentionnées ci-dessus c'est à dire a) le réseau de superposition et b) les cellules numériques, représentent les deux extrêmes d'une gamme de possibilités; chacune présente des avantages.

* Dans la solution de la cellule numérique, l'accent est mis sur la concentration de l'équipement de commutation numérique dans des zones où la transmission numérique existe déjà ou est projetée pour un proche avenir, de façon à tirer ainsi un bénéfice maximal de l'intégration existante.

Avantage de la méthode

Les centraux peuvent être introduits selon la même méthode que les systèmes existants. La structure du réseau reste inchangée. On maintient également les interfaces vers les équipements de transmission et centraux existants. Les travaux pour la planification d'introduction peuvent être limités à un minimum.

* Dans la solution du réseau superposé, les nouveaux centraux ne sont liés entre eux que par ce nouveau réseau. Les interconnexions entre ce réseau et le réseau existant sont limités au minimum et prévues uniquement aux endroits où les interfaces sont simples et le volume du trafic important.

Avantage de la méthode

Des études économiques montrent que les coûts des interfaces entre un central numérique et des équipements analogiques sont relativement importants par rapport aux coûts du reste du système. La minimalisation du nombre de ces interfaces est possible dans ce cas et s'avère par conséquent très avantageuse.

Grâce à la technique de signalisation par canal sémaphore pour plusieurs circuits de conversation les coûts pour la signalisation entre deux centraux numériques seront considérablement réduits.

Un réseau superposé facilite également l'introduction d'équipements communs pour l'exploitation.

Remarque. - L'établissement d'un réseau superposé entraîne des investissements considérables durant la première phase d'introduction. Outre l'installation de centraux en technique numérique, il faut en même temps introduire un réseau de transmission numérique. Une coordination étroite est donc nécessaire entre les planifications des centraux et la planification des systèmes de transmission.

L'optimisation de l'introduction nécessite des travaux de planification importants dans ce cas.

Le choix de la méthode d'introduction dépendra donc du réseau existant et de la pondération des avantages et des désavantages des deux stratégies. Dans la plupart des pays la méthode des réseaux superposés a été adoptée bien qu'il soit difficile de la maintenir en théorie pour les centraux. On trouve donc parfois un mélange des deux méthodes.

L'introduction d'un réseau superposé débutera normalement avec la mise en service d'un central de transit dans un secteur du réseau. Des centraux locaux en MIC seront ensuite connectés à ce central par des faisceaux numériques. La même procédure sera utilisée dans les autres secteurs du réseau.

Ces premiers éléments du réseau superposé deviendront de plus en plus maillés et remplaceront peu à peu les équipements analogiques du réseau existant.

Dans notre cas du réseau téléphonique d'Alger 1990, la solution retenue est celle du réseau superposé avec l'utilisation des câbles existants pour la transmission MIC. *à 2 Mbit/s et l'utilisation de cables spéciaux pour la transmission MIC à 8 Mbit/s.*

Les prévisions du plan de développement s'échelonnent à une quinzaine de centraux locaux nouveaux en techniques numériques.

Tenant compte de la stratégie adoptée, le calcul du trafic et l'estimation des besoins en joncteurs est fait comme suit :

On distingue deux types de centraux :

- centraux à communautés d'intérêts importants,
- centraux à communautés moyennes.

A- Centraux Cross-bar (P.C. et ARF)

Dans ce type, les centraux à communautés d'intérêts importants sont :

LIBERTE - MUSTAPHA - EL BIAR - BAB EL OUED - HYDRA - HUSSEIN DEY
et EL HARRACH.

B- Centraux temporels :

Les centraux à communautés d'intérêts importants sont :

AÏSSAT IDIR - EMIR - TAGARINS - EL HAMMA - EL MADANIA - BOUAKOUIR -
BIRMANDREIS II - EL HARRACH INDUSTRIEL et CITE GOUVERNEMENTALE

Pour tous centraux à communautés d'intérêts importants (CROSS-BAR et TEMPORELS), le calcul de leur trafic sera augmenté volontairement de 25% du trafic nominal.

C- Liaisons directes entre centraux CROSS-BAR et TEMPORELS

a) Proches voisins

KOUBA I - KOUBA II
BIRMANDREIS I - BIRMANDREIS II
EL HARRACH - EL HARRACH INDUSTRIEL
MUSTAPHA - AÏSSAT IDIR
LIBERTE I - LIBERTE III
LIBERTE II - LIBERTE III

b) Centraux à communautés d'intérêts importants

MUSTAPHA - LIBERTE IVI
MUSTAPHA - EL HAMMA
MUSTAPHA - EL MADANIA
LIBERTE I - AÏSSAT IDIR
LIBERTE II - AÏSSAT IDIR
LIBERTE I - EMIR
LIBERTE II - EMIR
LIBERTE I - BOUAKOUIR
LIBERTE II - BOUAKOUIR
LIBERTE I - TAGARINS
LIBERTE II - TAGARINS

a)

D. Calcul des différents trafics

1) Trafic entre centraux à communautés d'intérêts importants :

exp. BAB EL OUED - LIBERTE I

$$\text{TRAFIC de départ} = \frac{\text{Trafic total} \times \text{capacité fictive de LIBERTE I}}{\sum (\text{capacités fictives} + \text{réelles}) \text{ des autres centraux d'Alger}}$$

2) Trafic de départ entre centraux à communautés moyennes

ex. IBN ZIRI ; on a :

$$\frac{\text{Trafic total} \times \text{capacité réelle de CHERAGAS}}{\sum (\text{Totale des capacités réelles})}$$

3) Trafic de départ entre les 2 types centraux

ex. IBN ZIRI : on a alors

$$\frac{\text{Trafic total} \times \text{capacité de BAB EL OUED}}{\sum \text{Totale des capacités réelles}}$$

Données du trafic de l'administration

Le trafic total par ligne (Arrivée + Départ) est estimé à 0,18 E/ligne.

Trafic local : 22% soit 0,0396 E

Trafic urbain : 55% soit 0,099 E (Arrivée + Départ)

Trafic interurbain 17% soit 0,0306 E (Trafic arrivée + trafic départ)

Trafic international 2,2% soit 0,04 E (Arrivée + Départ)

Trafic pour les services spéciaux 3,6% soit 0,00648 E (Arrivée + Départ)

D'où on en déduit que le trafic de départ est :

Trafic urbain 0,05 E/ligne

Trafic interurbain 0,015 E/ligne

Trafic international 0,002 E/ligne.

Le calcul de joncteurs s'effectue à une perte de :

- $\frac{2}{1000}$ pour le trafic urbain

- $\frac{1}{100}$ pour le trafic interurbain et vers le CIDA (international)

Centraux suburbains : Dans le cas des centraux suburbains d'Alger, le trafic offert vers le CTU est de 0,025 E/ligne :

- vers le CTR/N : 0,005 E/ligne,

- vers les centraux urbains : 0,014 E/ligne,

- entre les suburbains du même type : 0,005 E/ligne,

- vers le CIDA : 0,0005 E/ligne,

- vers les services spéciaux : 0,0007 E/ligne.

Dimensionnement des centraux
urbains et suburbains

I- Centraux urbains

Centraux urbains Cross-bar			Centraux urbains temporels		
Centraux	Capacité (lignes)	Trafic départ (E)	Centraux	Capacité (lignes)	Trafic départ (E)
LIBERTE I	20.000	1.000	EMIR	20.000	1.000
LIBERTE II	10.000	500	TAGARINS	20.000	1.000
BAB-EL-OUED	20.000	1.000	AÏSSAT IDIR	40.000	2.000
IBN ZIRI	10.000	500	BIRMANDREIS II	20.000	1.000
MUSTAPHA	20.000	1.000	BADJARAH	10.000	500
BIRMANDREIS I	10.000	500	EL-HARRACH INDUSTRIEL	20.000	1.000
HYDRA	15.000	750	KOUBA II	10.000	500
HUSSEIN-DEY	15.000	750	LIBERTE III	10.000	500
EL BIAR	20.000	1.000	EL-HAMMA	20.000	1.000
KOUBA I	10.000	500	EL MADANIA	20.000	1.000
BIRKHADEM	10.000	500	BOUAKOUIR	20.000	1.000
EL-HARRACH	20.000	1.000	CITES	40.000	2.000
BOUZAREAH	10.000	500	BEN AKNOUN	10.000	500
CHERAGAS I-II	12.000	600	AÏN-BENIAN	5.000	250
			GUE DE CONSTANTINE	10.000	500

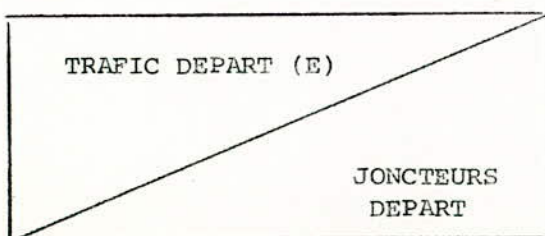
II- Centraux suburbains

Centraux suburbains			Centraux temporels suburbains		
Centraux	Capacité (lignes)	Trafic départ (E)	Centraux	Capacité (lignes)	Trafic départ (E)
staoueli	2.000	50	AÏN TAYA	3.000	75
ZERALDA	2.000	50	BORDJ-EL-BAHRI	4.000	100
ROUIBA	8.000	200	BORDJ-EL-KIFFAN	5.000	125
BOUMERDES	3.000	75			
BOUDOUAOU	2.000	50			
THENIA	2.000	50			

Joncteurs départ et Trafic départ des centraux suburbains
vers CTR/N - CIDA et services spéciaux

Centraux Cross-bar				centraux temporels			
Centraux	CTR/N	CIDA	Services spéciaux	Centraux	CTR/N	CIDA	Services spéciaux
STAOUELI				AÏN-TAYA			
ZERALDA				BORDJ-EL-BAHRI	60	75	6 14 8,4 16
ROUIBA	95	9,5	13,3	BORDJ-EL-KIFFAN			
BOUMERDES	112	17	22				
BOUDOUAOU							
THENIA							

LEGENDE :



Centre de MUSTAPHA
(66)

ORIGINE EXTREMITÉ	CAPACITÉ (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup.	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litiges	POINTS DE REPÈRE
		Occupés	Libres					
66-56	448	186	262	41,5	6/10	3750	4	1-21-14-15.
66-56	448	371	77	82,8	6/10	3750	4	1-21-14-15.
66-58	896	281	615	31,4	6/10	5100	21	1-21-22-16.
66-60	224	45	179	20,1	5/10	2493	2	1-2-11-12-13.
66-60	448	164	284	36,6	5/10	2493	2	1-2-11-12-13.
66-60	896	360	536	40,2	5/10	2493	17	1-2-3-11-12-13.
66-61	448	303	145	67,6	5/10	2270	8	1-26-28-6.
66-61	896	241	655	26,9	6/10	2270	8	1-26-28-6.
66-62	224	103	121	45,9	6/10	5772	14+19	1-26-27-78-9-10.
66-62	448	83	265	18,5	6/10	5772	5+7+19	1-26-27-28-6-5-7-8-9-10.
66-62	896	454	442	60,6	6/10	5772	5+7+19	1-26-27-28-6-5-7-8-9-10.
66-64	224	118	106	52,6	5/10	2135	7	1-26-28-28-6.
66-64	224	101	123	45,1	5/10	2135	7	1-26-27-28-6.
66-64	224	164	60	73,2	5/10	2135	7	1-26-27-28-6.
66-64	448	145	303	32,4	6/10	2135	7	1-26-27-28-6.
66-64	896	380	516	42,4	5/10	2135	7	1-26-27-28-6.
66-64	896	445	451	49,7	6/10	2135	7	1-26-27-28-6.
66-64	896	459	437	51,2	6/10	2135	6	1-2-3-4-5-6.
66-76	224	219	5	97,7	10/10	9880	23	1-26-25-24.
66-76	224	216	8	96,4	10/10	9880	23	1-26-25-24.
66-76	224	154	70	68,7	10/10	9208	10+12	1-21-22-23-24.
66-76	224	217	7	96,8	10/10	9208	10+12	1-21-22-23-24.
66-77	224	157	67	70,1	10/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	224	0	224	0	10/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	224	157	67	70,1	10/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	224	0	224	0	10/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	224	10	214	4,5	10/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	448	345	103	77	6/10	4525	10	1-21-22-23.
66-77	448	207	241	46,2	6/10	4540	11	1-26-25-23.
66-77	896	218	578	24,3	6/10	4540	11	1-26-25-23.
66-78	448	186	262	45,1	6/10	3931	13	1-2-11-12-19.
66-78	105	8	97	7,6	9/10	4179	18	1-2-3-11-12-19.
66-78	224	0	224	0	10/10	4179	18	1-2-3-11-12-19.
66-78	224	32	192	14,3	6/10	4179	18	1-2-3-11-12-19.
66-78	448	228	220	50,9	6/10	4179	18	1-2-3-11-12-19.
66-811	796	92	104	46,9	10/10	11622		

66-CT4 : voir tableau "Centre CT4".

-Centre CT4.

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occupé	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Lignes	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
CT4-56	224	180	34	80,8	6/10	5054	4	1-21-14-15.
CT4-58	448	220	228	49,1	6/10	5100	21	1-21-22-16.
CT4-60	448	439	9	97,9	6/10	2596	17	1-2-3-11-12-13.
CT4-61	448	268	200	59,2	5/10	2382	7	1-26-27-28-6.
CT4-62	224	220	4	98,2	10/10	5673	5+8+9	1-26-28-6-5-7-8-9-10.
CT4-64	448	432	16	96,4	5/10	2382	7	1-26-27-28-6.
CT4-77	448	417	31	93	6/10	4530	10	1-21-22-23.
CT4-78	448	332	116	74,1	6/10	4082	18	1-2-11-12-19.
CT4-66	224	163	61	72,8	5/10	115		
CT4-66	224	56	168	25	5/10	115		
CT4-66	224	179	45	79,9	5/10	115		
CT4-66	224	166	58	74,1	5/10	115		
CT4-66	224	174	50	77,7	5/10	114,2		
CT4-66	224	134	90	59,8	5/10	114,2		
CT4-66	224	167	77	65,6	5/10	116		
CT4-66	224	155	29	69	5/10	115.		

Centre de HYDRA.
(60)

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup!	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litins	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
60-56	896	269	637	30	6/10	3067	20	13-14-15.
60-58	896	274	622	30,6	6/10	7280	20+25	16-15-14-13.
60-61	896	365	531	40,7	6/10	4720	15	13-12-11-4-5-6.
60-62	448	289	59	64,5	6/10	7064	15+19	13-12-17-6-5-7-8-9-10.
60-64	224	173	51	77,2	10/10	3849	1	13-12-17-6.
60-64	448	0	448	0	6/10	3849	1	13-12-17-6.
60-64	896	744	152	83	5/10	3849	1	13-12-17-6.
60-66	224	45	179	20,1	5/10	2493	2	13-12-11-2-1.
60-66	448	164	284	36,6	5/10	2493	2	13-12-11-2-1.
60-66	896	360	536	40,2	5/10	2493	17	13-12-11-3-2-1.
60-76	224	222	2	99,1	10/10	11662	2+23	13-12-11-2-1-26-25-24.
60-77	448	252	196	56,2	10/10		2+10	13-12-11-2-1-21-22-23.
60-78	448	375	63	83,7	6/10	3000	3	13-12-19.
60-78	448	217	231	48,4	5/10	3000	3	13-12-19.
60-CT4	448	439	9	97,9	6/10	2595	17	13-12-11-3-2-1.
60-804	224	172	52	76,8				

Centre LIBERTE II
(61)

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup!	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litins	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
61-56	224	124	100	55,3	6/10	6020	4+8	6-28-26-21-14-15.
61-58	224	125	101	54,9	8/10	8044	7+21	6-28-27-26-21-22-16
61-60	896	365	531	40,7	8/10	4720	15	6-5-4-11-12-13.
61-62	448	383	65	85,5	5/10	4300	5+19	6-5-7-8-9-10.
61-66	448	303	145	67,6	5/10	2270	8	6-28-26-1.
61-66	896	241	655	26,9	6/10	2270	8	6-28-26-1.
61-76	224	211	13	94,2	10/10	10740	23+8	6-28-26-25-24.
61-77	896	446	450	49,7	6/10	5945	7+11	6-28-26-25-23.
61-78	448	245	203	54,7	6/10	3556	3	6-77-18-19.
61-CT4	448	248	200	55,3	5/10	2382	7	6-28-27-26-1.

Centre de BIRMANDREIS I
(56)

ORIGINE EXTREMITÉ	CAPACITÉ (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup.	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE L'itin.	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
56-58	448	92	356	20,7	6/10	4500	25	15-16.
56-60	896	269	637	30	6/10	3067	20	15-14-13.
56-61	224	124	100	55,3	6/10	6020	4+8	15-14-21-26-28-6.
56-64	224	167	57	74,6	6/10	6020	4+8	15-14-21-26-28-6.
56-66	448	186	262	41,5	6/10	3750	4	15-14-21-1.
56-66	448	371	77	82,8	6/10	3750	4	15-14-21-1.
56-78	448	148	300	33	10/10	4000	3+20	15-14-13-12-19.
56-CT4	224	190	34	84,8	6/10	3954	4	15-14-21-1.
56-CTU	224	0	224	0	6/10	3954	4	15-14-21-1.

Centre de KOUBA I
(58)

ORIGINE EXTREMITÉ	CAPACITÉ (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup.	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE L'itin.	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
58-56	448	92	356	20,7	6/10	4500	25	16-15.
58-60	896	274	622	30,6	6/10	7280	20+25	16-15-14-13.
58-61	224	123	101	54,9	8/10	8044	7+21	16-22-21-26-27-28-6.
58-64	224	174	50	77,7	8/10	8044	7+21	16-22-21-26-27-28-6.
58-62	224	186	38	83	10/10	10760	{ 5+21 } { 8+15 }	16-22-21-26-28-6-5-7-8-9-10.
58-66	896	281	615	31,4	6/10	5100	21	16-22-21-1.
58-77	896	397	499	44,3	6/10	2150	10+21	16-22-23.
58-CT4	1148	220	228	49,1	6/10	5700	21	16-22-21-1.

*Carte d'EL-BIAR.
(78).*

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occupé	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litins	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
78-56	448	448	300	33	10/10	4000	3+20	19-12-13-14-15.
78-60	448	375	63	83,7	6/10	3000	3	19-12-13.
78-60	448	217	231	48,4	8/10	3000	3	19-12-13.
78-61	448	265	203	54,7	6/10	3556	9	19-18-17-6.
78-62	448	236	112	52,6	6/10	4180	24	19-10.
78-64	224	178	46	79,5	6/10	3556	9	19-18-17-6.
78-64	448	276	172	61,6	6/10	3556	9	19-18-17-6.
78-66	448	186	262	45,1	6/10	3931	12	19-12-11-4-1.
78-66	105	8	97	7,6	9/10	4179	18	19-12-11-3-2-1.
78-66	224	0	224	0	10/10	4179	18	19-12-11-3-2-1.
78-66	224	32	192	14,3	6/10	4179	18	19-12-11-3-2-1.
78-66	448	228	220	50,9	6/10	4179	18	19-12-11-3-2-1.
78-76	224	106	38	85,1	10/10	19000	18+23	19-12-11-3-2-1-26-25-24.
78-77	224	224	0	100	10/10	8700	11+19	19-12-11-2-26-25-23.
78-116	448	332	446	74,1	6/10	4082	48	19-12-11-1-1.
78-811	224	205	19	91,5	10/10	7577		
78-811	224	213	11	95,1	10/10	7577		
78-811	28	21	7	75	10/10	7577		
78-90	224	203	21	90,6	10/10	15682		

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup ^t	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litins	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
62-58	224	186	38	83	10/10	10760	5+21 8+19	10-9-8-7-5-6-28-26-21- 22-16.
62-60	448	289	59	64,5	6/10	7064	1+5+19	10-9-8-7-5-6-17-12-13.
62-61	448	383	65	85,5	5/10	4300	5+19	10-9-8-7-5-6.
62-64	896	421	475	46,9	6/10	4300	5+19	10-9-8-7-5-6.
62-64	896	288	608	32,1	6/10	4300	5+19	10-9-8-7-5-6.
62-66	224	108	121	45,9	6/10	5772	14+19	10-9-8-7-27-26-1.
62-66	448	83	265	18,5	6/10	5772	5+7+19	10-9-8-7-5-6-28-27-26-1.
62-66	896	454	442	50,6	6/10	5772	5+7+19	10-9-8-7-5-6-28-27-26-1.
62-76	224	223	1	100	10/10	16838	14+19+23	24-23-26-27-7-8-9-10.
62-77	224	217	7	96,9	10/10	9311	11+14+19	10-9-8-7-27-26-25-23.
62-78	448	236	112	52,6	6/10	4180	24	10-19.
62-CT4	224	220	4	98,2	10/10	5673	5+8+19	10-9-8-7-5-6-28-26-1.
62-I-2IRI	112	101	11	90,1	10/10	5893		
62-I-2IRI	112	112	0	100	10/10	5893		
62-A-BENIA	442	83	29	74,1	10/10	15180		
62-A-BENIA	112	112	0	100	10/10	15180		

Centre de LIBERTE I
(63-64)

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup ^t	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Litins	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
64-56	224	167	57	74,6	6/10	6020	4+8	6-28-26-21-14-15.
64-58	224	174	50	77,7	8/10	8064	7+21	6-28-26-21-22-16.
64-60	224	173	51	77,2	10/10	3849	1	6-17-12-13.
64-60	448	0	448	0	6/10	3849	1	6-17-12-13.
64-60	896	744	152	83	5/10	3849	1	6-17-12-13.
64-62	896	421	475	46,9	6/10	4300	5+19	6-5-7-8-9-10.
64-62	896	288	608	32,1	6/10	4300	5+19	6-5-7-8-9-10.
64-66	224	118	106	52,6	5/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	224	101	123	45,1	5/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	224	164	60	73,2	5/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	448	445	303	32,4	6/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	896	380	516	42,4	5/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	896	445	451	49,7	6/10	2135	7	6-28-27-26-1.
64-66	896	459	437	51,2	6/10	2135	6	6-5-4-3-21.
64-78	224	178	46	79,5	6/10	3556	9	6-17-18-19.
64-78	448	276	172	61,5	6/10	3556	9	6-17-18-19.
64-CT4	448	432	16	96,4	5/10	2382	7	6-28-27-26-1.

*Centre d'EL-HARRACH
(76)*

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup.	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Lignes	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
76-60	224	222	2	99,1	10/10	11662	2+23	15-12-11-2-1-26-25-24
76-61	224	211	13	94,2	10/10	10740	8+23	24-25-26-28-6.
76-62	224	223	1	100	10/10	16838	14+19	24-25-26-27-7-8-9-10
76-66	224	219	5	97,7	10/10	9880	23	24-25-26-1.
76-66	224	216	8	96,4	10/10	9880	23	24-25-26-1.
76-66	224	154	70	68,7	10/10	9208	10+12	24-23-22-21-1.
76-66	224	217	7	96,8	10/10	9208	10+12	24-23-22-21-1.
76-77	224	204	20	91,1	10/10	5580	12	24-23.
76-77	224	189	35	84,8	10/10	5580	12	24-23.
76-77	448	356	82	79,4	10/10	5580	12	24-23.
76-77	448	323	145	72,1	6/10	5580	12	24-23.
76-78	224	186	38	83,4	10/10	19000	18+23	24-25-26-1-2-3-11-12-19.

*Centre d'HUSSEIN-DES
(77)*

ORIGINE EXTREMITE	CAPACITE (paires)	NOMBRE DE PAIRES		TAUX % D'occup.	Ø (mm)	Longueur (m)	N° DE Lignes	POINTS DE REPERE
		Occupées	Libres					
77-58	896	397	499	44,3	6/10	2150	10-21	23-22-16.
77-60	448	252	196	56,2	10/10		2+10	23-22-21-1-2-11-12-13.
77-61	896	446	450	49,7	6/10	5945	7+11	25-25-26-28-6.
77-66	224	157	67	70,1	10/10	4525	10	23-22-21-1.
77-66	224	0	224	0	10/10	4525	10	23-22-21-1.
77-66	224	157	67	70,1	10/10	4525	10	23-22-21-1.
77-66	224	0	224	0	10/10	4525	10	23-22-21-1.
77-66	224	70	214	4,5	10/10	4525	10	23-22-21-1.
77-66	448	345	103	77	6/10	4527	10	23-22-21-1.
77-66	448	207	241	46,2	6/10	4540	11	23-25-26-1.
77-66	896	218	578	24,3	6/10	4540	11	23-25-26-1.
77-76	224	204	20	91,1	10/10	5580	12	23-24.
77-76	224	189	35	84,8	10/10	5580	12	23-24.
77-76	448	356	82	79,4	10/10	5580	12	23-24.
77-76	448	323	145	72,1	6/10	5580	12	23-24.
77-62	224	217	7	96,9	10/10	9311	10+19	23-25-26-27-7-8-9-10.
77-CT4	448	417	31	93	6/10	4530	10	23-22-21-1.
77-78	224	224	0	100	10/10	8700	11+13	23-25-26-2-11-12-19

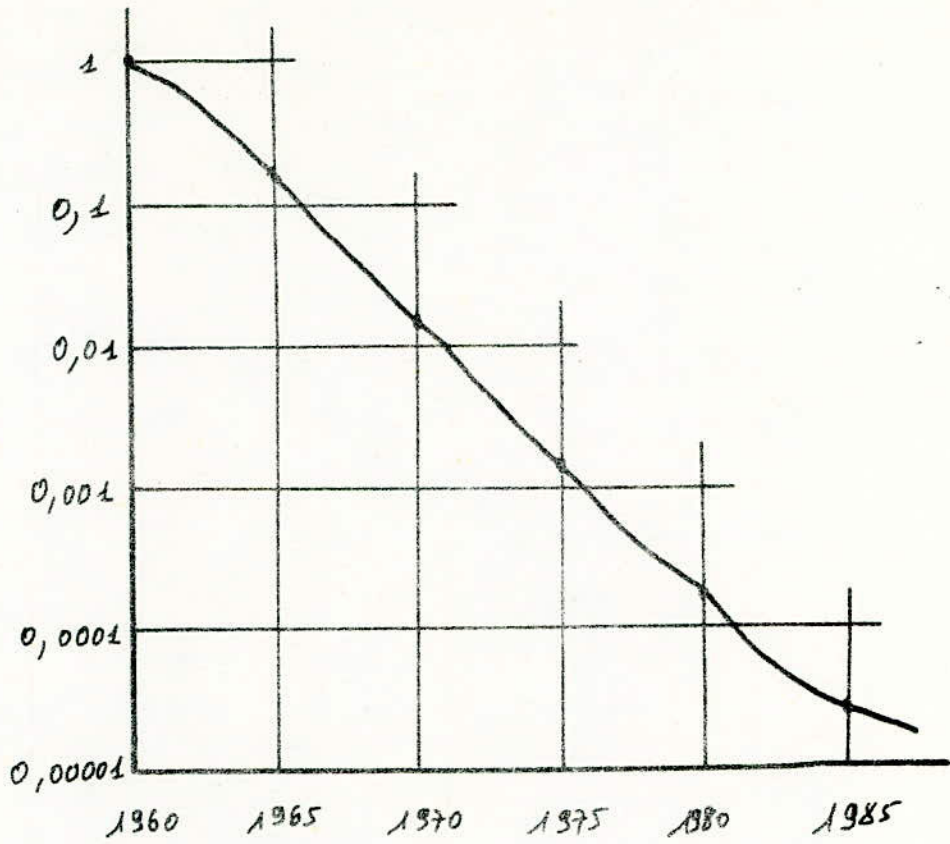


fig 1 : Variation relative du cout des composants electroniques en prenant pour unite la valeur d'une porte logique en 1960.

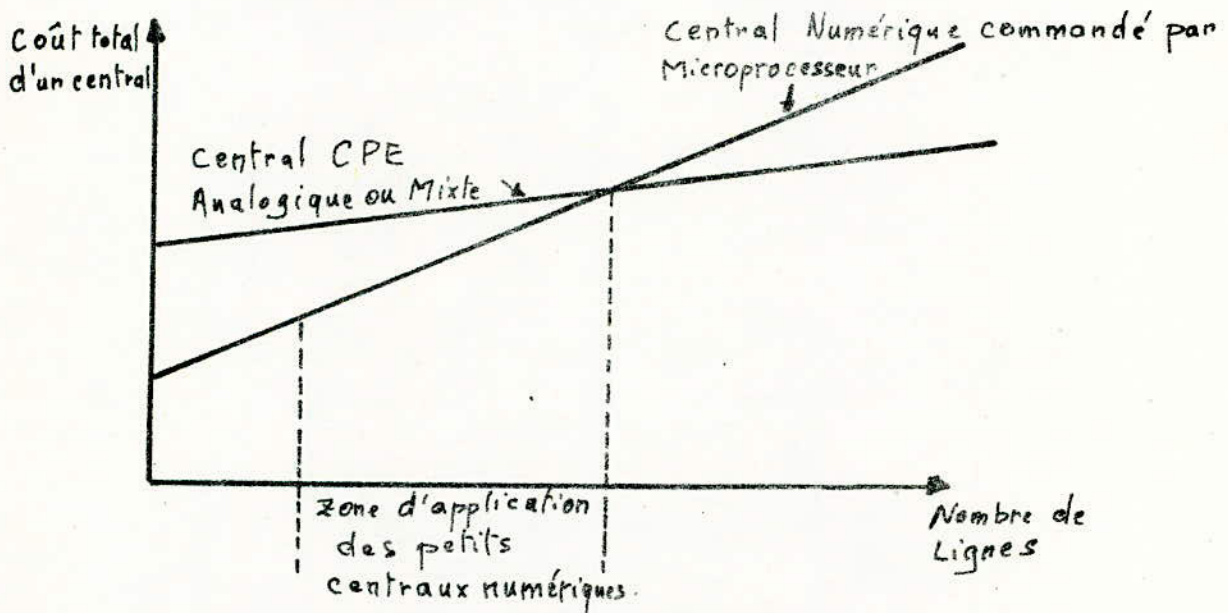
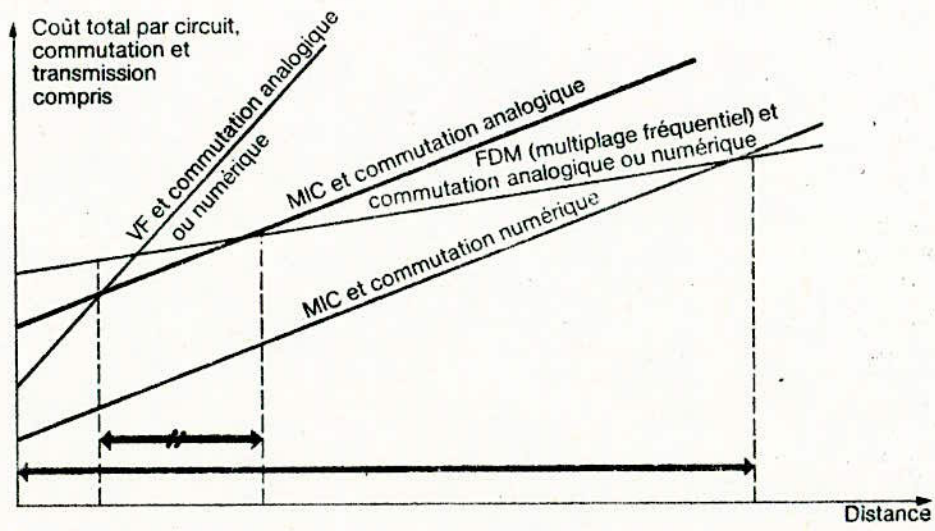
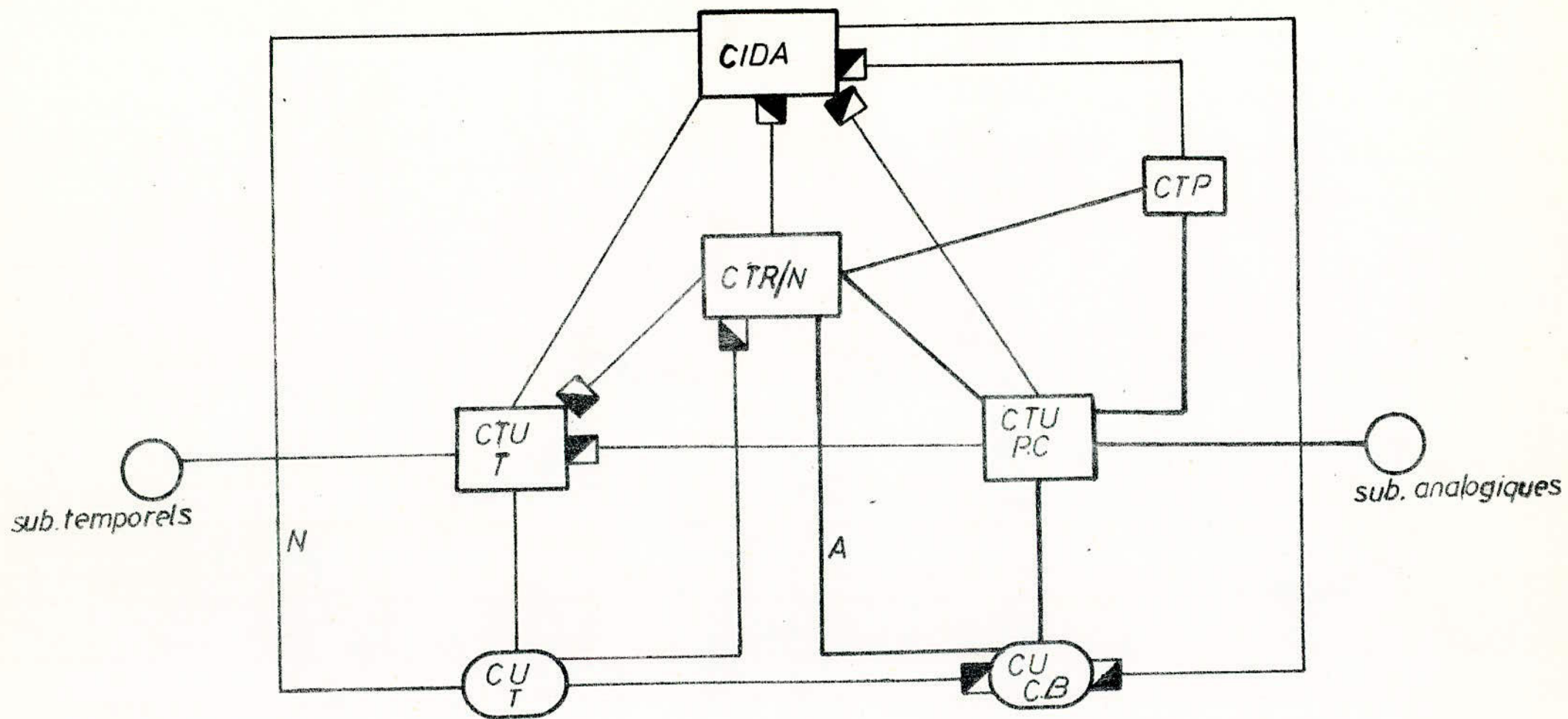


fig 2 : Comparaison des coûts de centraux indépendants soit Numériques commandés par Microprocesseur soit analogiques ou Mixtes classiques commandés par CPE

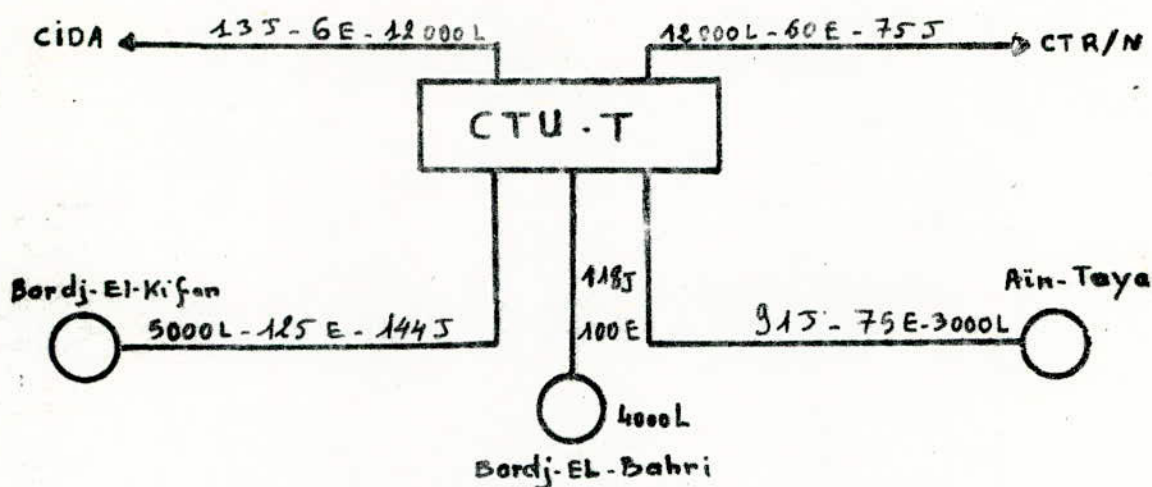
Courbes de prix types comparatives, relatives aux techniques de transmission et de commutation utilisées

- ↔ Domaine d'utilisation économique de la transmission MIC associée à une commutation analogique
- ↔ Domaine d'utilisation économique de la transmission MIC associée à une commutation numérique

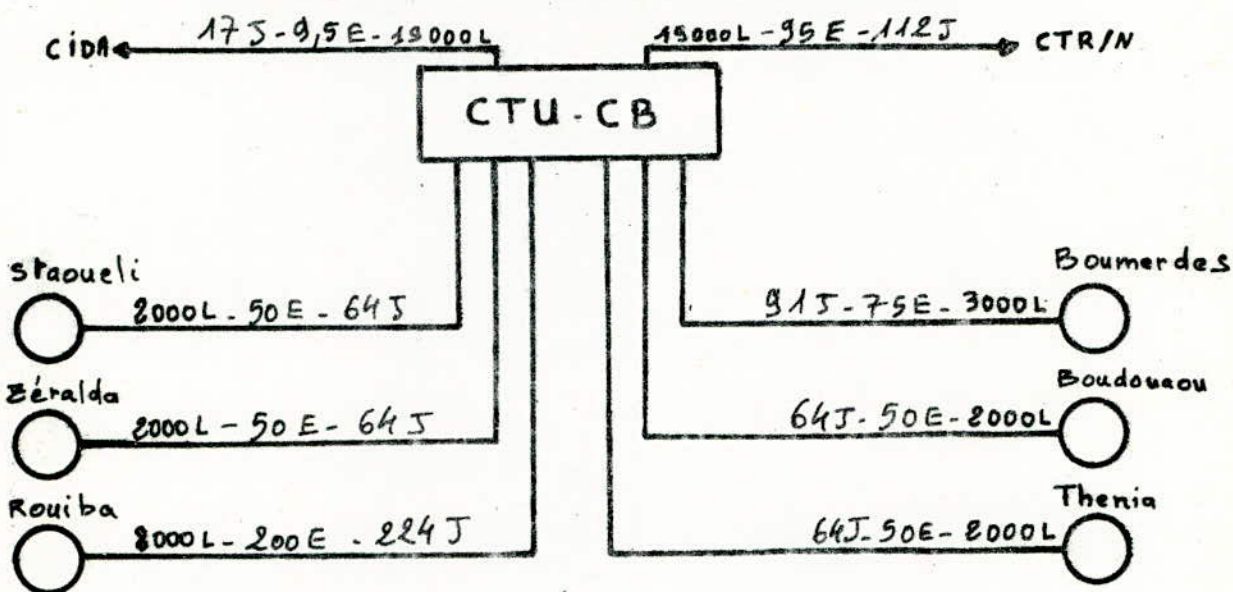




TYPE DE LIAISONS INTER-CENTRES

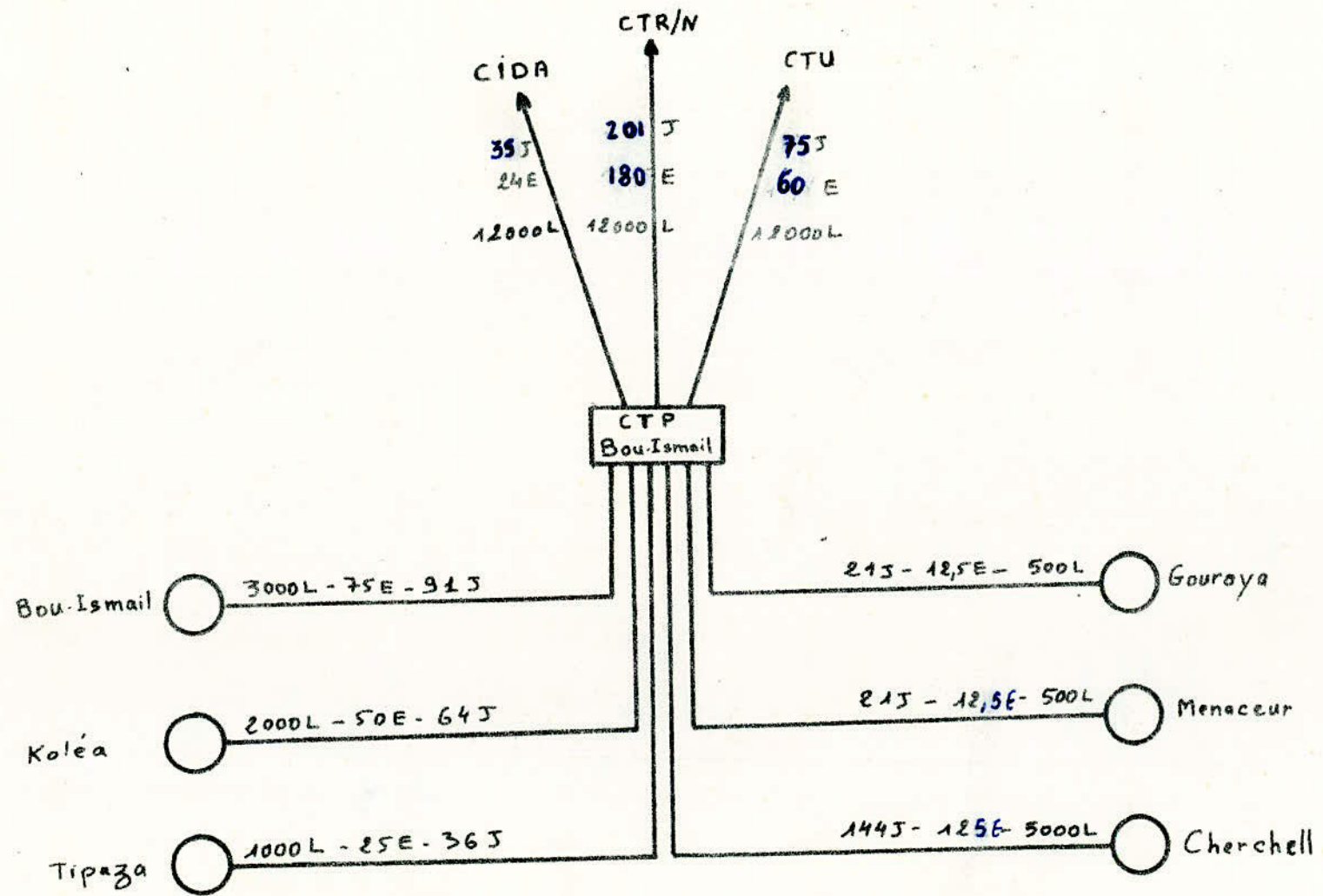


Dimensionnement des centraux suburbains Temporels



Dimensionnement des centraux suburbains analogiques

N.B. Ici sont indiqués seulement les dimensionnements pour le sens départ. On a trafic départ = trafic arrivée.



Dimensionnement du CTP de Bou-Ismaïl et des centraux qui lui sont reliés

Dimensionnement des liaisons numériques à 2 Mbit/s entre centraux C.B. et temporels

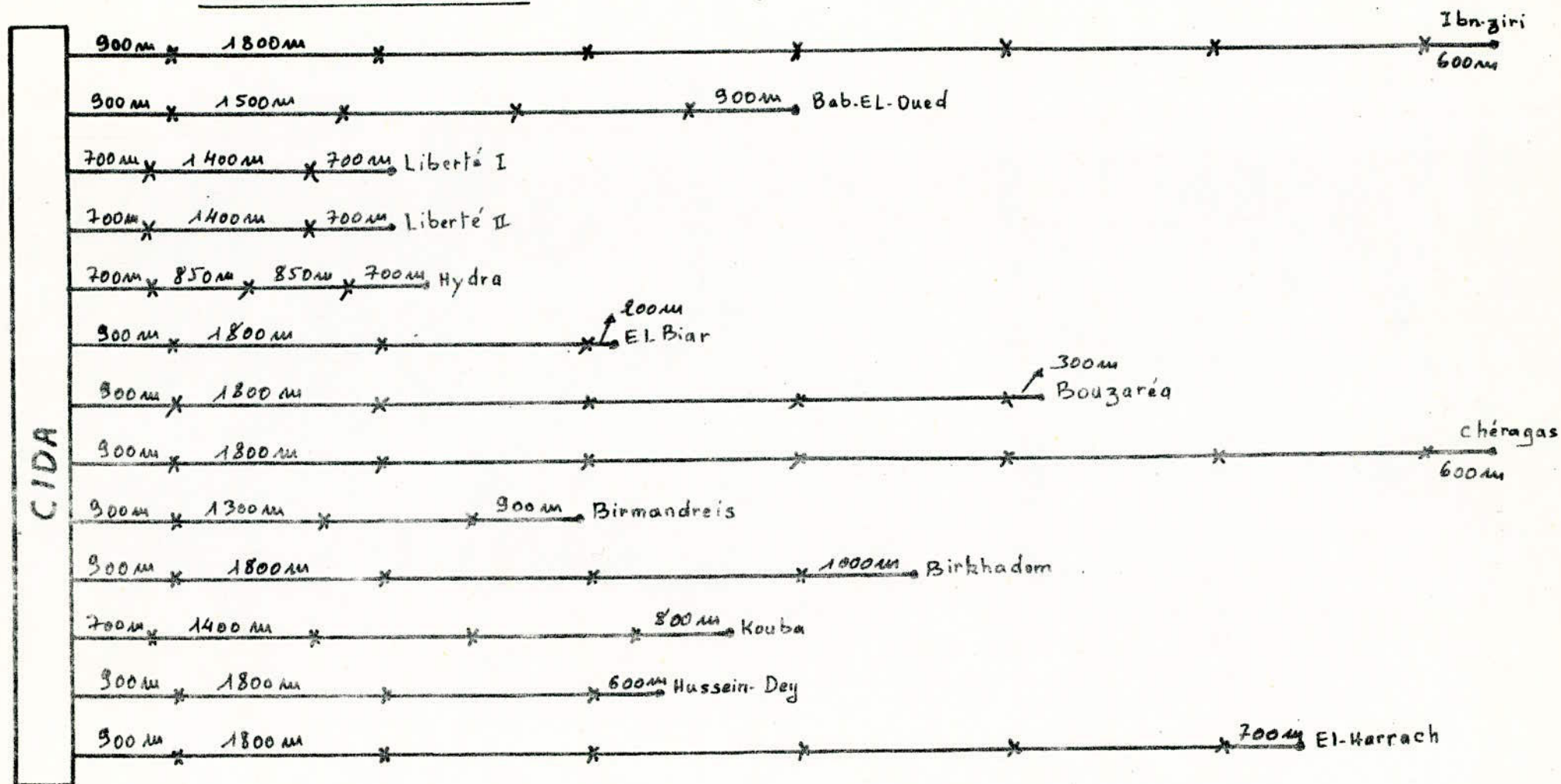
Liaisons inter-centraux	Trafic départ (E)	Nombre de joncteurs	Nombre de systèmes
KOUBA I - KOUBA II	11,06	22	2
BIRMANDREIS I - BIRMANDREIS II	22,62	37	3
EL-HARRACH-EL-HARRACH INDUSTRIEL	38,13	56	4
MUSTAPHA - AÏSSAT IDIR	79,29	103	7
LIBERTE I - AÏSSAT IDIR	79,29	103	7
LIBERTE II - AÏSSAT IDIR	47,39	66	5
LIBERTE I - EMIR	38,13	56	4
LIBERTE II - EMIR	22,62	37	3
LIBERTE I - TAGARINS	38,13	56	4
LIBERTE II - TAGARINS	22,62	37	3
LIBERTE I - BOUAKOUIR	38,13	56	4
LIBERTE II - BOUAKOUIR	22,62	37	3
MUSTAPHA - EL MADANIA	38,13	56	4
MUSTAPHA - EL HAMMA	38,13	56	4
MUSTAPHA - LIBERTE III	22,12	36	3
LIBERTE I - LIBERTE III	22,12	36	3
LIBERTE II - LIBERTE III	11,06	22	2

Liaisons numériques entre CIDA et centraux Cross-bar

Systemes à 2 Mbit/s

CIDA	Besoins en Paires	Nbre de Systemes	Longueur	Nbre total ds R.R.	Nature du cable.	
	↑	↑	↑	↑	↑	Bab. El-Oued
	106 ²	4	6300 m	16	10/10	○
	106 ²	4	4700 m	12	10/10	○
	106 ²	4	2800 m	8	6/10	○
	60 ²	2	2800 m	4	6/10	○
	84 ²	3	3100 m	3	6/10	○
	60 ²	2	4400 m	6	10/10	○
	60 ²	2	5700 m	8	6/10	○
	106 ²	4	600 m			○
	84 ²	3	5100 m	9	10/10	○
	106 ²	4	10600 m	24	10/10	○
	60 ²	2	7300 m	8	10/10	○
	60 ²	2	8400 m	10	10/10	○
	70 ²	3	12300 m	21	10/10	○
	60 ²	2	12300 m	14	10/10	○

Positionnement des répéteurs-régénérateurs sur les liaisons numériques entre
CIDA et centraux C.B.



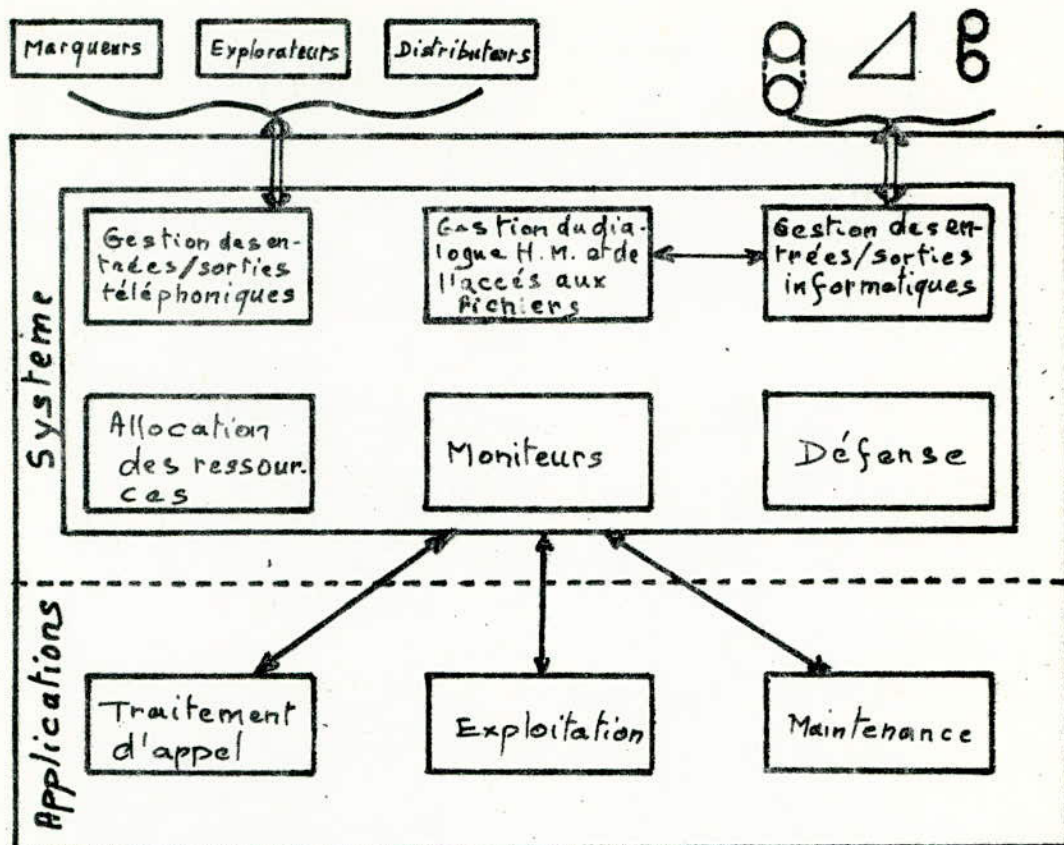
Echelle: 2 cm → 1 km

x: désignation des répéteurs régénérateurs.

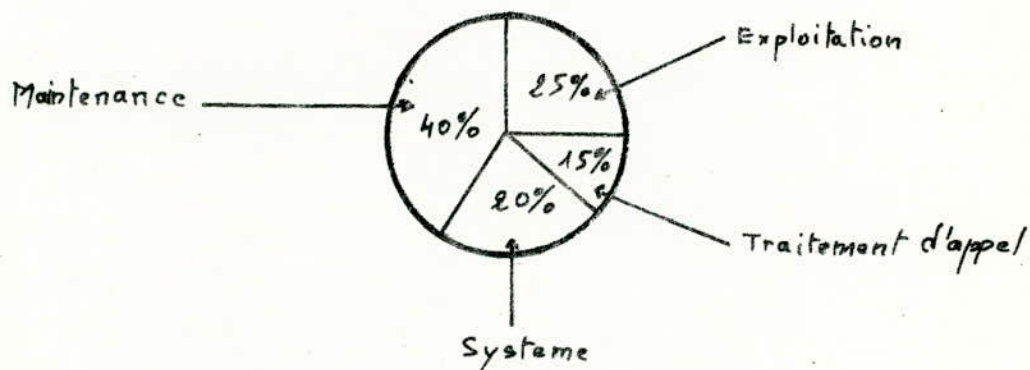
Situation analogique des câbles
existants dans le réseau urbain d'ALGER

Ci-dessous on donne les chemins suivis par les câbles urbains ainsi que les points de repères qui permettent de définir l'ensemble des itinéraires.

N° ITINERAIRE	POINTS DE REPERES
1	6 - 17 - 12 - 13
2	1 - 2 - 11 - 12 - 13
3	13 - 12 - 19
4	1 - 21 - 14 - 15
5	6 - 5 - 7 - 8
6	1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6
7	1 - 26 - 27 - 28 - 6
8	1 - 26 - 28 - 6
9	6 - 17 - 18 - 19
10	1 - 21 - 22 - 23
11	1 - 26 - 25 - 23
12	23 - 24
13	1 - 2 - 11 - 12 - 19
14	1 - 26 - 27 - 7 - 8
15	6 - 5 - 4 - 11 - 12 - 13
16	6 - 5 - 4 - 11 - 12 - 19
17	1 - 2 - 3 - 11 - 12 - 13
18	1 - 2 - 3 - 11 - 12 - 19
19	8 - 9 - 10
20	13 - 14 - 15
21	1 - 21 - 22 - 16
22	8 - 9 - 18 - 19
23	1 - 26 - 25 - 24
24	10 - 19
25	15 - 16



a) Organisation générale du logiciel.



b) Répartition en volume du logiciel opérationnel.

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE: <u>EL-HAMMA</u>	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2176	19	95,4		2100.	
CITES	202	2	84	23.	25100.	8 x 2
EMIR	112	1	93	7+5.	6700.	2
TAGARINS	112	1	93	7+9.	9200.	2
EL-MADANIA	112	1	93	4.	5000.	1
BIRMANDREIS II	112	1	93	4.	5500.	1
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	23.	15100.	5
BOUAKOUIR	112	1	93	7+1.	5900.	1
LIBERTE III	73	1	60,8	7.	3900.	1
KOUBA II	73	1	60,8	21.	8600.	2
BADJARAH	73	1	60,8	21.	10800.	3
BEN-AKNOUN	73	1	60,8	7+9.	10000.	3
QUE DE CONSTANTINE	73	1	60,8	21.	11800.	3
AIN-BENIAN	44	1	36,6	7+5+19.	23200.	7

CENTRE: <u>EL-MADANIA</u>	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2176	19	95,4	4.	3900.	1 x 19
CITES	202	2	84	25.	27500.	9 x 2
EMIR	112	1	93	4+7+5.	8500.	2
TAGARINS	112	1	93	20+9.	8200.	2
EL-HAMMA	112	1	93	4	5000.	1
BIRMANDREIS II	112	1	93		2000.	
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	25.	17500.	5
BOUAKOUIR	112	1	93	4+7+1.	7700.	2
LIBERTE III	73	1	60,8	4+7.	5700.	1
KOUBA I	73	1	60,8	25.	3200.	
BADJARAH	73	1	60,8	25.	8000.	2
BEN-AKNOUN	73	1	60,8	20.	11800.	3
QUE DE CONSTANTINE	73	1	60,8	25.	9000.	2
AIN-BENIAN	44	1	36,6	4+7+5+19.	25000.	8

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE : TAGARINS	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTÈMES	TAUX % D'OCCUPATION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENÉRATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2128	18	98,5	9+7.	5300.	1 x 18
CITES	202	2	84	9+7+23.	28300.	9 x 2
EMIR	112	1	93	9+5.	5100.	1
EL-HAMMA	112	1	93	9+7.	9200.	2
EL-MADANIA	112	1	93	9+20.	8200.	2
BIRMANDREIS II	112	1	93	9+20.	7900.	2
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	9+7+23.	18300.	6
BOUAKOUIR	112	1	93	9+1.	6700.	1
LIBERTE III	73	1	60,8	9+7.	2700.	
KOUBA III	73	1	60,8	9+20+25.	10600.	3
BADJARA	73	1	60,8	9+20+25.	15400.	5
BEN-ARKOUN	73	1	60,8	9.	3800.	1
QUE de CONSTANTINE	73	1	60,8	9+20+25	16400	5
AIN-BENIAN	44	1	36,6	9+5+19.	22000.	7

CENTRE : BOUAKOUIR	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTÈMES	TAUX % D'OCCUPATION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENÉRATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2128	18	98,5	1+7.	6800.	1 x 18
CITES	202	2	84	1+7+23.	27800.	9 x 2
EMIR	112	1	93	1+5.	5000	1
TAGARINS	112	1	93	1+6.	4700.	1
EL-HAMMA	112	1	93	1+7.	5900.	1
EL-MADANIA	112	1	93	1+7+4.	7700.	2
BIRMANDREIS II	112	1	93	1+7+4.	8200	2
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	1+7+23.	17800.	5
LIBERTE III	73	1	60,8	1.	2200.	
KOUBA II	73	1	60,8	1+7+21.	11500.	3
BADJARA	73	1	60,8	1+7+21.	12500.	3
BEN-ARKOUN	73	1	60,8	1+9.	8300.	2
QUE de CONSTANTINE	73	1	60,8	1+7+21.	13500	4
AIN-BENIAN	44	1	36,6	1+5+19.	21500.	7

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE : LIBERTE III	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTÈMES	TAUX % D'OCCUPATION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENÈR- RATEURS
MUSTAPHA	1017	9	94,2	7	2800.	
CITES	129	2	53	7+23.	25800.	8 x 2
EMIR	73	1	60,8	5.	3000.	
TAGARINS	73	1	60,8	9.	2700.	
BIRMANDREIS II	73	1	60,8	7+4.	6200.	1
EL-HARRACH IND.	73	1	60,8	7+23.	15800	5
EL-HAMMA	73	1	60,8	7.	3900.	1
EL-MADANIA	73	1	60,8	7+4.	5700.	1
BOUAKOUIR	73	1	60,8	1.	2200.	
KOUBA II	44	1	36,6	7+21.	9500.	2
BADJARA	44	1	36,6	7+21.	10500.	3
BEN-AKNOUN	44	1	36,6	9.	6300.	1
GUE DE CONSTANTINE	44	1	36,6	7+21.	11500.	3
AIN-BENIAN	28	1	23	5+18.	19500.	6

CENTRE : MUSTAPHA	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTÈMES	TAUX % D'OCCUPATION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENÈR- RATEURS
CITES	4408	37	99	23.	24000.	8 x 37
EMIR	2128	18	98,5	5+7.	5600.	1 x 18
TAGARINS	2128	18	98,5	7+9.	5300	1 x 18
BIRMANDREIS II	2208	19	95,4	6.	4400.	1 x 19
EL-HARRACH IND.	2176	19	95,4	23.	14000.	4 x 19
EL-HAMMA	2176	19	95,4		2100.	x 19
EL-MADANIA	2176	19	95,4	4.	3900.	1 x 19
BOUAKOUIR	2128	18	98,5	1+7.	4800.	1 x 18
LIBERTE III	1017	9	94,2	7.	2800	
KOUBA II	1113	10	94,6	21.	7500.	2 x 10
BADJARA	1135	10	94,6	21.	8700.	2 x 10
GUE DE CONSTANTINE	1135	10	94,6	21.	9700.	2 x 10
AIN-BENIAN	677	6	94	7+5+18	22100.	7 x 6
BEN-AKNOUN	1135	10	94,6	7+8.	8900.	2 x 10

SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s

CENTRE: EL-HARRACH Ind.	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
MUSTAPHA	2176	19	95,4	23.	14000.	4 x 18
CITES	202	2	84		10200.	3 x 2
EMIR	112	1	93	23+7+5.	16800.	5
TAGARINS	112	1	93	23+7+9.	18300.	6
BIRMANDREIS II	112	1	93	25.	17200	5
EL-HAMMA	112	1	93	23.	15100.	5.
EL-MADANIA	912	1	93	25.	17500.	5.
BOUAKOUIR	112	1	93	23+7+1.	17800.	5
LIBERTE III	73	1	60,8	23+7.	15800.	5
KOUBA II	73	1	60,8	25.	14500.	4
BADJARAH	73	1	60,8	25.	9700.	2
BEN-AKNOUN	73	1	60,8	23+7+9.	21900.	7
GUE DE CONSTANTINE	73	1	60,8	25.	12200	3
AIN-BENIAN	44	1	36,6	23+7+5+19.	35100.	11.

CENTRE: CITES	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
MUSTAPHA	4408	37	99	25.	24000.	8 x 37
EMIR	202	2	84	23+7+5.	26800.	8 x 2
TAGARINS	202	2	84	23+7+9	28300.	9 x 2
BIRMANDREIS I	202	2	84	25.	27200.	9 x 2
EL-HAMMA	202	2	84	23.	25100.	8 x 2
EL-MADANIA	202	2	84	25.	27500.	9 x 2
BOUAKOUIR	202	2	84	23+7+1.	27800.	9 x 2
LIBERTE III	129	2	53	23+7	25800.	8 x 2
KOUBA II	129	2	53	25.	24500.	8 x 2
BADJARAH	129	2	53	25.	19700.	6 x 2
BEN-AKNOUN	129	2	53	23+7+9	31800.	10 x 2
GUE DE CONSTANTINE	129	2	53	25.	22200.	7 x 2
EL-HARRACH Ind.	202	2	84		10200.	3 x 2
AIN-BENIAN	74	1	61	23+7+5+19.	45100.	15 x 1

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE: BADJARRAH	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	1135	10	94,6	21.	8700.	2. x 10
CITES	129	8	53		18700.	8 x 2
EMIR	73	1	60,8	21+5+7.	13500.	4
TAGARINS	73	1	60,8	25+20+8.	15600.	5
EL-HAMMA	73	1	60,8	21.	10800.	3.
EL-MADANIA	73	1	60,8	25.	8000.	2
BIRMANDREIS II	73	1	60,8	25+20.	7700.	2
EL-HARRACH IND.	73	1	60,8		9700.	2
BOUAKOUIR	73	1	60,8	21+7+1	12500	3
LIBERTE III	44	1	36,6	21+7.	10500.	3
KOUBA II	44	1	36,6	25.	5200.	1
BEN-AKNOUN	44	1	36,6	25+20.	14000.	4
GUE DE CONSTANTINE	44	1	36,6		2700.	
AIN-BENIAN	28	1	23	5+7+18+21.	25800	9

CENTRE: GUE. DE CONSTANTINE.	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	1135	10	94,6	21.	9700.	2 x 10
CITES	129	2	53		22200.	7 x 2
EMIR	73	1	60,8	21+7+5.	14300	4
TAGARINS	73	1.	60,8	25+20+8.	16600	5
EL-HAMMA	73	1	60,8	21.	11800.	3
EL-MADANIA	73	1	60,8	25.	9000.	2
BIRMANDREIS II	73	1.	60,8	25	8700.	2
EL-HARRACH Ind.	73	1	60,8		12200.	3
BOUAKOUIR	73	1	60,8	21-7-1.	13500.	4
LIBERTE III	44	1	36,6	21+7.	11500.	3
KOUBA II	44	1	36,6	25.	6200.	1
BADJARRAH	44	1	36,6		2700.	
BEN-AKNOUN	44	1	36,6	25+20	15000.	4
AIN-BENIAN	28	1	23	21+7+5+18.	30800.	10.

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE: AIN-BENIAN	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEUR REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
EMIR	44	1	36,6	15.	16700.	5
MUSTAPHA	677	6	94	15+5+7.	22100.	7 x6
LIBERTE III	28	1	23	15+5.	19500.	6
EL-HAMMA	44	1	36,6	15+5+7.	23200	7
EL-HARRACH Ind.	44	1	36,6	15+5+7+23.	35400.	11
CITES	74	1	61	15+5+7+23.	45100.	15
EL-MADANIA	44	1	36,6	15+5+7+4.	25000.	8
KOUBA II	28	1	23	15+5+7+21.	28800.	9
BADJARAH	28	1	23	15+5+7+21.	29800.	9
GUE DE CONSTANTINE	28	1	23	15+5+7+21.	30800.	10
BIRMANDREIS II	44	1	36,6	15+5+7+4.	25500.	8
BOUAKOUIR	44	1	36,6	15+5+7.	21500.	7
TAGARINS	44	1	36,6	15+5+9.	22000.	7
BEN-AKNOUN	28	1	23	15+5+9.	25600.	8

CENTRE: EMIR	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEUR REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2128	18	98,5	5+7.	5600.	1 x 18
TAGARINS	112	1	93	5+9.	5100.	1
BIRMANDREIS II	112	1	93	5+7+4.	9000.	2
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	5+7+23.	18600.	6
EL-HAMMA	112	1	93	5+7.	6700.	2
EL-MADANIA	112	1	93	5+7+4.	8500.	3
BOUAKOUIR	112	1	93	5+1.	5000.	1
CITES	202	2	84	5+7+23.	28600.	9 x 2
LIBERTE III	73	1	60,8	5.	3000.	
KOUBA II	73	1	60,8	5+7+21.	12300.	
BADJARAH	73	1	60,8	5+7+21.	13300.	4
BEN-AKNOUN	73	1	60,8	5+9.	9100.	2
GUE DE CONSTANTINE	73	1	60,8	5+7+21.	14300.	4
AIN-BENIAN	44	1	36,6	15.	16700.	5

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

CENTRE : BIRMANDREIS I	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	2208	19	96,8	4	6400.	1x19
CITES	202	2	84	25	29200.	9 x 2
EMIR	112	1	93	4+7+5.	9000.	2
TAGARINS	112	1	93	20+9.	7500.	2
EL-HAMMA	112	1	93	4	5500.	1
EL-MADANIA	112	1	93		2000.	
EL-HARRACH Ind.	112	1	93	25	17200	5
BOUAKOUIR	122	1	93	4+7+2.	8200.	2
LIBERTE III	73	1	60,8	4+7	6200.	1
KOUBA II	73	1	60,8	25	2900.	
BADJARA	73	1	60,8	25	7700	2
BEN-AKNOUN	73	1	60,8	20	6800.	1
GUE de CONSTANTINE	73	1	60,8	25	8700	2
AIN-BENIAN	44	1	36,6	4+7+5+19.	25500.	9

CENTRE : KOUBA I	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX % D'OCCUPA- TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
LIAISONS AVEC:						
MUSTAPHA	1443	10	92,7	21.	7500.	2 x 10
CITES	129	2	58	25.	24500.	8 x 2
EMIR	73	1	60,8	21+7+5.	12300.	4
TAGARINS	73	1	60,8	25+20+9.	10600.	3
EL-HAMMA	73	1	60,8	21.	8600.	2
EL-MADANIA	73	1	60,8	25.	3200.	
BIRMANDREIS II	73	1	60,8	25.	2900.	
EL-HARRACH Ind.	73	1	60,8	25.	14500.	4
BOUAKOUIR	73	1	60,8	21+7+1.	14300.	3
LIBERTE III	44	1	36,6	21+7.	9500.	3
BADJARA	44	1	36,6	25	5200.	1
BEN-AKNOUN	44	1	36,6	25+20.	9200.	2
GUE DE CONSTANTINE	44	1	36,6	25.	6200.	1
AIN-BENIAN	28	1	23	21+7+5+19.	28800.	9

**SITUATION DES LIAISONS NUMERIQUES
SYSTEMES A 8 Mbit/s**

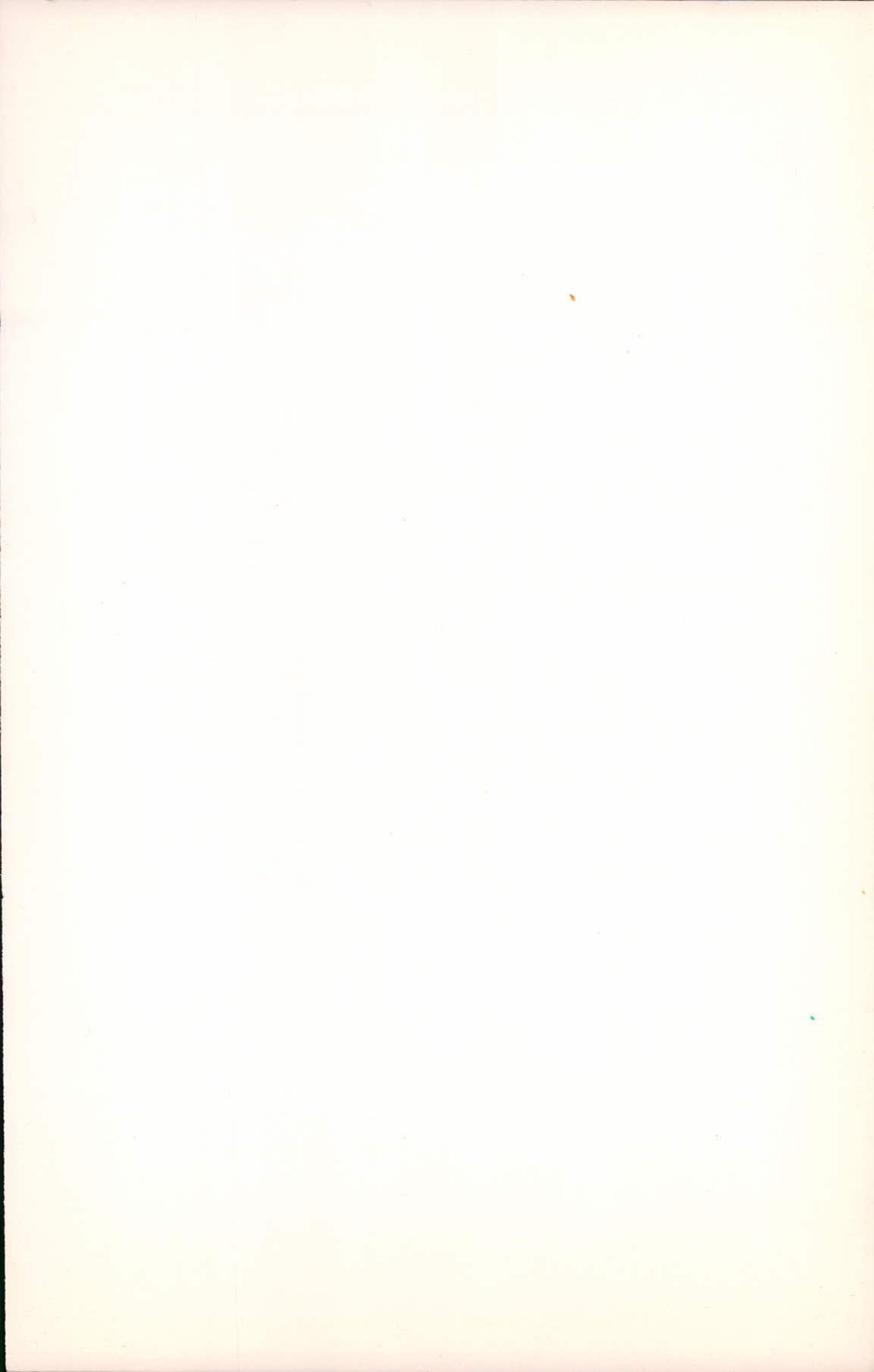
CENTRE : BEN-AKNOUN.....	BESOINS EN JONCTEURS (JA+JD)	NOMBRE DE SYSTE- MES	TAUX.% D'OCCUPA TION DES SYSTEMES	ITINERAIRES	LONGUEUR (m)	NOMBRE DE REPETEURS REGENE- RATEURS
MUSTAPHA	1135	10	94,6	9+7.	8900.	2x10
CITES	129	2	53	9+7+23.	31900.	10x2
EMIR	73	1	60,8	9+5.	9100.	2
TAGARINS	73	1	60,8	9.	3800	1
EL-HAMMA	73	1	60,8	9+7.	10000.	3
EL-MADANIA	73	1	60,8	20+25.	14800.	3
BIRMANDREIS II	73	1	60,8	20.	6800.	1
EL-HARRACH Ind.	73	1	60,8	9+7+23.	21900.	7
BOUAKOUIR	73	1	60,8	9+1.	8300.	2
LIBERTE III	44	1	36,6	3.	6300.	1
KOUBA II	44	1	36,6	20+25.	9200.	2
BADJARA H	44	1	36,6	20+25.	14000.	4
QUE de CONSTANTINE	44	1	36,6	20+25.	15000.	5
AIN-BENIAN	28	1	23	9+5+18.	25600.	8

C O N C L U S I O N

Notre étude ayant porté sur l'introduction des techniques numériques dans le réseau de communication téléphonique de la ville d'Alger et de sa zone suburbaine, a permis d'évaluer l'extension du réseau vers les horizons 1990. Le site réel du réseau existant permet effectivement l'intégration des nouvelles techniques en matière de commutation et de transmission et notamment numériques puisque, comme on l'a décrit précédemment, bon nombre de facteurs militent pour leur choix (de façon prépondérante l'économie). En plus, on retrouve la qualité de transmission, la grande vitesse de commutation, la large souplesse d'exploitation et de maintenance. Avec une planification judicieuse nous tendrons vers un réseau T.C.I. d'ici quelques dizaines d'années et si les techniques numériques s'étendent sur le réseau national, l'Algérie ne se retrouvera pas soustraite de toutes les promesses de la télématique qui ne cesse de se développer.

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

- Transmission téléphonique - Théorie des lignes par R. CROZE, L. SIMON, J.P. CAIRE
- Réseaux téléphoniques nationaux pour le service automatique. 3ème assemblée plénière du CCITT - GENEVE 1964
- Télétrafic par J.M. ROUAULT
- Les systèmes Crossbar en téléphonie automatique par Roger LEGARE et Albert DELBOUYS
- Etude n° 2022 TMA - ETL du CNET
- Revues des télécommunications 9 volumes
- Revues commutation et transmission n° 1 et 2 - Septembre 1979
- Matériel 30 voies MIC du INCT
- Théorie de la transmission numérique par J.C. FANTON
- Journal des télécommunications volume 46
- Documents S.A.T. sur T.N.M. 1-2
- Planification des réseaux I.T.T. NETWORK 2000
- Télécommunication par BLOMQUIST et AL.
- La commutation électronique tomes 1 et 2 par GRINSEC, édition 1980
- Axe symposium L.M. ERICSSON Alger 9-10 mars 1980
- Symposium Algéro-Suisse des télécommunications Alger 26 au 29 avril 1980
- Introduction des techniques numériques dans les réseaux de communication des pays en voie de développement.
Plan Africa meeting - Abidjan du 27 au 30 mars 1979
- Ericsson Review n° 2 1976 et n° 2 1978
- Câbles et transmission - Numéro spécial transmissions numériques décembre 1975
- Documents du CCITT - Période 1977 - 1980
- Techniques de l'ingénieur - Electronique
- Documents sur la commutation électronique CGCT 1980
- Document de travail TMA/ETL/21 du CNET
- Revue toute électronique
- Cours de téléphonie générale chapitre 17. La signalisation par A. DELBOUYS M. DURAND
- Réseau numérique intégré de télécommunications CIT - ALCATEL
- Système de transmission MIC TN1 type SMT 2/1
- Diagramme MIC version B CT 38 CIT ALCATEL
- Documents sur les prévisions du plan quinquenal 1980-1984 du ministère des PTT
- Documents sur le réseau des lignes souterraines téléphoniques de la ville d'Alger.



UNIVERSITE D'ALGER - HOUARI BOUMEDIENE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

1/81

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

الدراسة لوطنية للعلوم الهندسية
- السلكية -

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

INTRODUCTION DE LA COMMUTATION
ELECTRONIQUE TEMPORELLE
DANS LE
RESEAU TELEPHONIQUE D'ALGER

8 Planches

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

السلكية
ANNEXE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

Sujet proposé par :

Mr MAHIDDINE Saïd

Ingénieur d'Etat

Ministère des P. et T.

Etudié par :

MM : AKLI M.

MEZINE A.

FEVRIER 1981

UNIVERSITE D'ALGER - HOUARI BOUMEDIENE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

المدرسة لوطنية للعلوم الهندسية
- المكتبة -

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE
INTRODUCTION DE LA COMMUTATION
ELECTRONIQUE TEMPORELLE
DANS LE
RESEAU TELEPHONIQUE D'ALGER

ANNEXE

Sujet proposé par :

M^r MAHIDDINE Said
Ingénieur d'Etat
Ministère des P. et T.

Etudié par :

MM : AKLI M.
MEZINE A.

FEVRIER 1981

TABLE DES MATIERES

1ère PARTIE - ETUDE DU M. I. C.

CHAPITRE I

	Pages
Introduction à la modulation par impulsions codées	1
Principe de la modulation MIC	
1 - Echantillonnage	
2 - Quantification	
3 - Compression	
4 - Codage	
Zone d'intérêt de la transmission numérique	2

Chapitre II

Echantillonnage	3
1-1. Domaine temporel, domaine fréquentiel	
1-2. Spectre d'un train d'impulsions rectangulaires	
1-3. Echantillonnage d'un signal	4

Chapitre III

Quantification	7
3-1. Principe	
3-2. Quantification - Erreur de quantification	
3-3. Lois de quantification	

Chapitre IV

Compression - Principe	10
4-1. Taux de compression	
4-2. Lois de compression	
4-3. Compression numérique	

Chapitre V

Code	15
1. Introduction au codage	
2. Codeurs	
2-1. Codeur logarithmique simple rampe	
2-2. Codeur double rampe	
2-3. Codeur quadruple rampe	
2-4. Codeur série programmable à résistances	
2-5. Codeur série-parallèle sans maintien	
2-6. Codeur Δ	

Chapitre VI

Le multiplexage numérique	18
6-1. Introduction au multiplexage	
6-2. Principe du multiplexage temporel	
6-3. Multiplexage de trains numériques plésiochrones	
6-4. Multiplexage des trains binaires plésiochrones	
6-5. Structure de trame	
6-6. Débit numérique	

Chapitre VII

Le transcodage	23
7-1. Introduction	
7-2. Le transcodage	
7-3. Codes employés	
7-4. Le code HDB 3	

La téléalimentation - La télélocalisation 26

I- La téléalimentation
II- La télélocalisation

2ème partie

LE TEMPOREL

Chapitre IX

I- Généralités sur les réseaux 28

I-1. Rôle du réseau de connexion temporel
I-2. Caractéristiques des réseaux de connexion

II- Les éléments de base du réseau de connexion 29

2-1. Le commutateur temporel
2-2. Le commutateur spatio-temporel

3. Association de deux commutateurs 31

3-1. Introduction
3-2. Commutateur T.S.
3-3. Commutateur S.T.
3-4. Etage T a plusieurs jonctions
3-5. Commutateur dit de type T.T.
3-6. Récapitulatif des réseaux de connexion à 2 étages

4. Association de 3 commutateurs 36

4-1. Introduction
4-2. Le réseau S.T.S.
4-3. Le réseau T.S.T.

5- Le repliage d'un T.S.T. 38

6- Conclusion sur les réseaux temporels étudiés

7- Les nouvelles structures de réseau 40

Chapitre X

La synchronisation

1. Position du problème 42

2. Synchronisation des éléments binaires 44

3. Synchronisation des trames

Chapitre XI

La signalisation

I- Réalisation en MIC de la signalisation 46

1-1. Signalisation relative aux voies de parole
1-2. Signalisation de supervision

2- Traitement de la signalisation 48

2-1. Traitement au niveau de la jonction
2-2. Traitement après traversée du réseau
2-3. Conclusion

Introduction à la modulation par impulsions codées

Pour transmettre un signal $f(t)$ d'un émetteur à un récepteur, il n'est peut être pas nécessaire de transmettre ce signal de manière continue.

Il est parfois utile de ne transmettre que des éléments discrets du signal analogique continu prélevés à des instants de temps réguliers. L'intérêt de la modulation par impulsions codées réside dans la représentation numérique d'informations analogiques. Elle permet de remplacer la transmission d'informations analogiques telles que la parole ou la musique par une transmission du type "télégraphique" de symboles discrets en nombre fini (l'information numérique). La restriction à un nombre fini de symboles ne permet cependant pas d'exprimer toutes les nuances subtiles de l'information analogique originale : certains détails sont irrémédiablement perdus, une approximation systématique est introduite (erreur de quantification) qui peut être minimisée mais jamais éliminée complètement.

Malgré la conversion analogique-numérique nécessaire pour la transmission numérique des informations d'une source analogique (homme) vers un destinataire (homme aussi) qui exige le retour à une forme analogique, la modulation M.I.C. présente un intérêt croissant. Elle permet en effet :

- d'utiliser des milieux de transmission très perturbés (câbles avec diaphonie)
- de travailler à un niveau de signal extrêmement bas, proche du bruit thermique (liaisons par satellites, communications spatiales),
- de procéder à un traitement numérique de l'information
- d'effectuer les opérations de commutation sous une forme purement logique numérique
- d'aboutir à un réseau intégré (transmission plus commutation) dans lequel certains services autres que la téléphonie (transmission de données) pourraient être aussi englobés.

Principe de la modulation M.I.C.

Pour passer d'un signal à variation continue, porteur d'information analogique, à une suite de symboles discrets, choisis parmi un ensemble déterminé de symboles possibles, fig. (1-1), la modulation MIC **procède en 4 étapes.**

1- Echantillonnage

Opération consistant à un prélèvement périodique dans le temps de brefs échantillons du signal continu.

2- Quantification

Approximation de la valeur analogique du signal par la plus voisine valeur d'un assortiment fini de q valeurs possibles.

3- La compression

Diminuer la **taille** des échelons pour les niveaux faibles ceci a pour but d'augmenter la valeur du rapport S/B.

4- Le codage

Attribution d'un symbole (binaire) à chacun des q niveaux de quantification sans influence sur la qualité de la modulation, mais peut influencer les propriétés de transmission.

On note que le codage suit toujours la quantification.

Ce procédé de transformation du signal continu en un nombre binaire a permis d'obtenir un système insensible aux perturbations du milieu de transmission.

Zone d'intérêt de la transmission numérique

Le MIC connaît une progression depuis 1960 consécutive au développement des transistors, puis fait un bon foudroyant depuis 1971 grâce à l'apparition des circuits intégrés.

Pourquoi assiste-t-on à un tel développement de cette nouvelle technique ?

Une seule réponse : ce système est plus économique, sous certaines conditions que tout autre système existant.

Le graphique suivant montre qu'il est plus intéressant de poser des systèmes MIC dès que la distance de pose dépasse la quinzaine de km et se situe en dessous de 200/500 km.

On trouvera donc des systèmes MIC sur les artères urbaines, interurbaines et régionales. Les liaisons nationales restent pour le moment le domaine de prédilection des systèmes analogiques. (Modulation par répartition en fréquence MRF) De plus l'avenir de la commutation électronique se situe dans le domaine temporel. Un commutateur temporel est un système brasseur de voies téléphoniques qui se présentent sous une forme numérique afin de pouvoir être commutées par de la logique.

On va donc numériser les voies téléphoniques et les circuits téléphoniques alimentant un autocommutateur temporel.

Si d'ores et déjà on utilise des systèmes de transmission qui numérisent les voies, on a préparé la commutation temporelle. (fig. 1-2).

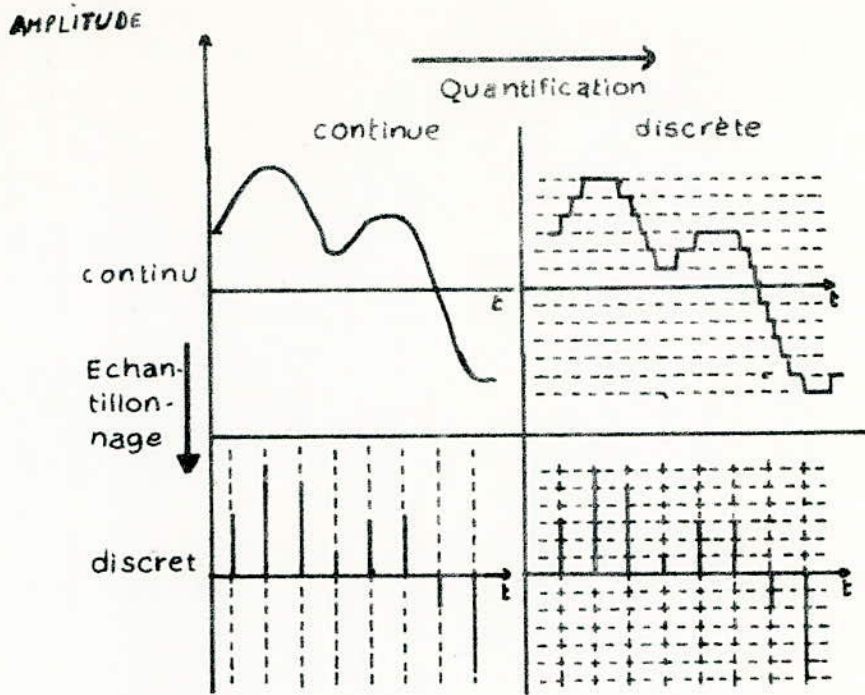


Fig. 1-1 : Echantillonnage et quantification

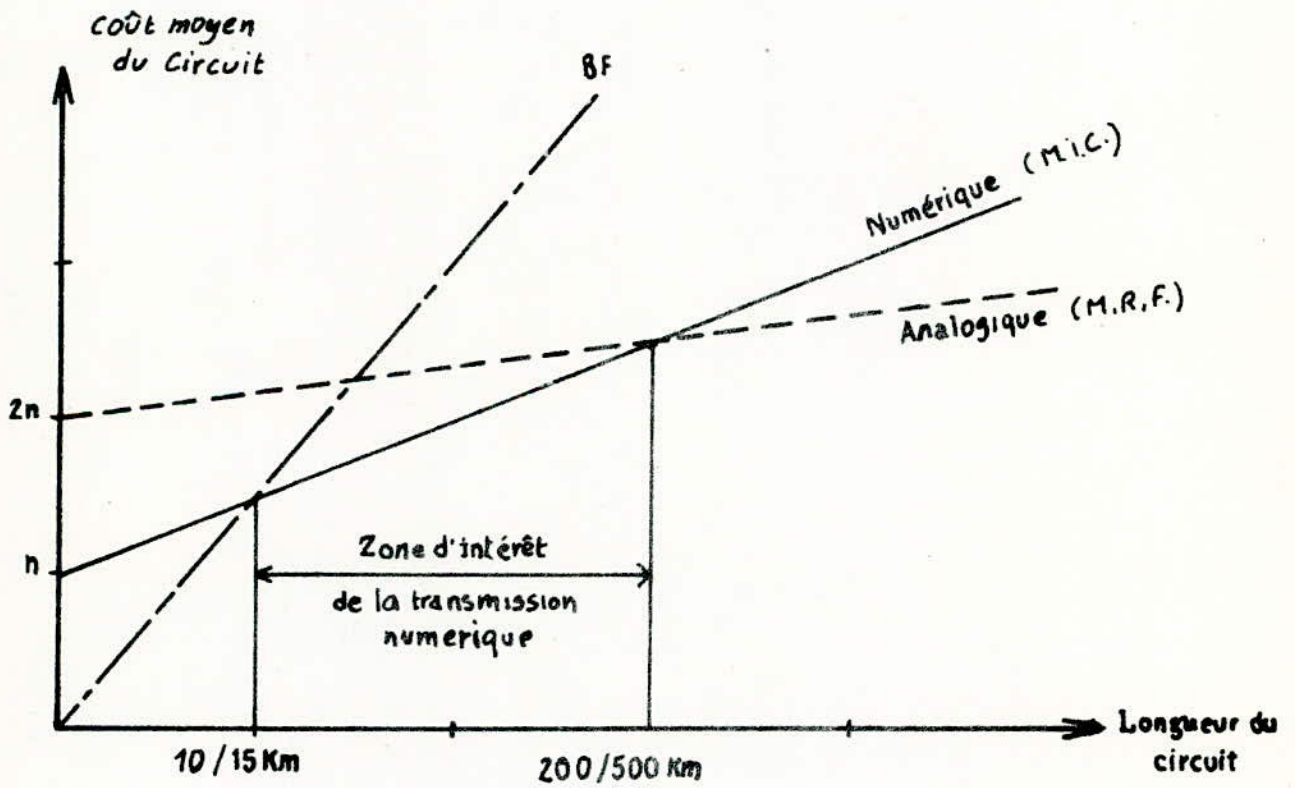


Fig 1-2

ECHANTILLONNAGE

1-1. Domaine temporel, domaine fréquentiel

Rappel de quelques propriétés de la série et de l'intégrale de FOURIER qui ~~font~~ **correspondent** les domaines temporel (forme du signal) et fréquentiel (spectre) pour la représentation d'un même signal.

1- Tout signal périodique S(t) de période T₀ peut être représenté par une somme de sinusoides déphasées de fréquence n f₀ avec (f₀ = $\frac{1}{T_0}$)

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos (n2\pi f_0 t + \phi_n)$$

les coefficients A_n des composantes de fréquences n f₀ (harmoniques) constituent le spectre (unilatéral) d'amplitude, les angles φ_n celui de phase.

2- Il est parfois plus commode, pour des calculs théoriques, d'utiliser une forme complexe de la série de FOURIER.

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn 2\pi (f_0 t)}$$

comme $\cos x = \frac{1}{2} (e^x + e^{-x})$, on a :

$$C_n = \frac{1}{2} A_n e^{j\phi_n}$$

$$C_{-n} = \frac{1}{2} A_n e^{-j\phi_n} = C_n^* \quad (\text{conjugué de } C_n)$$

$$C_0 = A_0$$

N.B.- La série complexe introduit des "fréquences négatives" (spectre bilatéral) qui ne sont qu'un artifice de mathématique; physiquement elles doivent être interprétées comme des fréquences positives, c'est-à-dire que l'amplitude A₀ de la composante mesurée à la fréquence (physique) n f₀ est la somme des modules (égaux) de C_n et C_{-n}.

$$A_n = |C_n| + |C_{-n}| = 2 |C_n|$$

3- Dans le cas de signaux non périodiques (phénomènes uniques, bruit, parole etc.), le spectre de raies (discrètes en fréquence) donné par la série de FOURIER est remplacé par un spectre continu dont la densité est donnée par l'intégrale de FOURIER :

$$S(f) = \int_{t=-\infty}^{+\infty} S(t) e^{-2j\pi ft} dt$$

le passage inverse du domaine fréquentiel au domaine temporel se fait par la relation symétrique :

$$S(t) = \int_{f=-\infty}^{+\infty} S(f) e^{j 2\pi ft} df$$

4- La répartition périodique d'un signal dont le spectre continu est connue a pour conséquence de faire apparaître des raies aux multiples k f₀ de la fréquence de répétition f₀ et dont les amplitudes s'inscrivent dans une courbe (enveloppe du spectre) semblable à celle du spectre continu.

Conséquences

- l'enveloppe du spectre discret d'un signal répétitif ne dépend que de la forme du signal élémentaire,
- l'espacement des raies dans ce spectre ne dépend que de la fréquence de répétition f_0 .

5- La transformation de FOURIER est linéaire :

si $s(t) = s_1(t) + s_2(t)$
 alors $S(f) = S_1(f) + S_2(f)$

6- Le spectre bilatéral du produit de 2 signaux est donné par la convolution des 2 spectres (bilatéraux) :

si $s(t) = s_1(t) \cdot s_2(t)$
 alors $S(f) = S_1(f) * S_2(f)$

N.B.- La convolution de 2 fonctions s'obtient en calculant l'intégrale du produit de l'une des 2 fonctions par l'autre déc. lée d'une grandeur variable.

7- Inversement, le spectre de la convolution de 2 signaux est donné par le produit des 2 spectres (bilatéraux) :

si $s(t) = s_1(t) * s_2(t)$
 alors $S(f) = S_1(f) \cdot S_2(f)$

1.2- Spectre d'un train d'impulsions rectangulaires

Une impulsion est par définition un signal dont la valeur instantanée ne se distingue de zéro que pendant un temps τ limité et défini. S'il se répète avec une fréquence f_0 , il forme un train d'impulsions.

L'impulsion rectangulaire est caractérisée par une amplitude constante A pendant un temps τ .

La densité spectrale (spectre continu) de l'impulsion rectangulaire isolée et le spectre (de raies) d'un train d'impulsions rectangulaires sont représentés et comparés (fig.2-1).

On remarque que :

- l'enveloppe de ces spectres est donnée par une fonction de la forme $A \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau}$ (fonction $\frac{\sin x}{x}$) qui ne dépend que de la durée τ et de l'amplitude A des impulsions,
- cette enveloppe s'annule une première fois à la fréquence $\frac{1}{\tau}$ puis à tous ses multiples,
- si les impulsions sont très brèves par rapport à leur période : $\tau \ll T_0$ alors les premières raies du spectre ont pratiquement la même amplitude

$$\frac{2A \tau}{T_0}$$

1-3- Echantillonnage d'un signal

1-3-1. Principe de l'échantillonnage

Prélever de brefs échantillons périodiquement (fréquence f_e) sur un signal $U_1(t)$ signifie obtenir un nouveau signal $U_2(t)$ identique à $U_1(t)$ pendant de brefs instants de durée τ et nul entre temps (pendant $T_e - \tau$)

Cette opération revient donc à multiplier le signal $U_1(t)$ par un train d'impulsions rectangulaires $U_p(t)$ d'amplitude unité.

L'échantillonnage d'une voie téléphonique peut être réalisé de manière très simple par une porte d'échantillonnage qui laissera ou ne laissera pas passer l'information.

Cette porte d'échantillonnage sera commandée par un signal impulsion, de recurrence T_e

$$U_2(t) = U_1(t) \cdot U_p(t)$$

le spectre $U_2(f)$ du signal échantillonné $U_2(t)$ est alors la convolution des 2 spectres de U_1 et de U_p (voir fig. 2-2)

$$U_2(f) = U_1(f) * U_p(f)$$

Derrière cette porte d'échantillonnage, nous retrouvons des impulsions dont la durée est la même, et dont l'amplitude est la valeur crête du signal, au moment où on a donné l'ordre au signal de passer.

C'est une modulation d'impulsion en amplitude; nous dirons que derrière cette porte d'échantillonnage nous avons le P.A.M. Emission.

Pour reconnaître le signal à partir de ses échantillons, il ne faut pas qu'il puisse trop varier entre deux prélèvements successifs. Cette condition va se traduire par une limitation du spectre du signal.

A la réception le problème est de restituer le signal analogique d'émission à partir de ses échantillons : on va montrer que cela est possible à condition qu'il existe une certaine relation entre l'étendue du spectre borné et la fréquence d'échantillonnage f_e . Cette condition s'exprime par le théorème de SHANNON.

1-3-2. Théorème de SHANNON (ou théorème de l'échantillonnage)

Enoncé :

Un signal $U_1(t)$ qui ne contient aucune composante de fréquence supérieure à f_{max} (spectre borné) est entièrement déterminé par des échantillons équidistants prélevés avec une fréquence f_e telle que :

$$f_e \geq 2 f_{max}$$

Ce théorème repose sur 3 hypothèses théoriques :

- le signal $U_1(t)$ doit avoir une durée infinie,
- les échantillons doivent être infiniment brefs,
- un filtre passe-bas idéal devrait permettre une limitation parfaite de la bande à $f_e/2$.

Aucune de ces hypothèses n'est réalisable pratiquement, c'est pourquoi la fréquence d'échantillonnage sera choisie nettement au-dessus du double de f_{max}

$$\text{d'où } f_e \geq 2 f_{max}$$

N.B. - P.A.M. = Pulse Amplitude modulation (modulation d'impulsion en amplitude)

Par exemple pour la téléphonie (domaine de fréquences de 300 à 3400 Hz), il est convenu sur le plan international d'échantillonner avec une fréquence :

$$f_e = 8 \text{ KHz}$$

Ainsi, le spectre du P.A.M. Emission est constitué par une translation du signal origine autour de chacune des raies du signal d'échantillonnage avec suppression des raies, l'enveloppe de l'ensemble étant de la forme $\frac{\sin x}{x}$

On voit que l'on retrouve un grand nombre de fois le signal origine multiplié en fréquence. Pour restituer à la réception, le signal origine, il suffira de filtrer la bande dans laquelle on retrouve le signal de base non transposé en fréquence.

Pour cela il faut :

$$f_e - f_{\max} > f_{\max}$$

Ainsi, on retrouve le signal de base à partir de ses échantillons en les filtrant par un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est égale à $\frac{f_e}{2}$

Dans la pratique, le filtre passe-bas n'est pas idéal, c'est-à-dire, premièrement qu'il n'élimine pas totalement les fréquences supérieures à $\frac{f_e}{2}$, et deuxièmement qu'il n'a pas une bande de transition de largeur nulle.

On fixe donc un gabarit pour ce filtre afin de s'assurer que le bruit d'origine diaphonique causé par les fréquences supérieures à $\frac{f_e}{2}$ est négligeable (fig. 2-4).

1-3-3. Aspect temporel de la restitution du signal

a) Réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas idéal:

soit le filtre passe-bas dont la fonction de transfert est donnée par la figure 2-5.,

La réponse temporelle d'un filtre passe-bas idéal à une impulsion est la transformée de FOURIER inverse de sa fonction de transfert $C(f)$.

La réponse temporelle est de la forme $\frac{\sin x}{x}$

démonstration mathématique :

$$V(t) = T_e \int_{-\infty}^{+\infty} C(f) e^{j\omega t} df = T_e \int_{-\frac{f_e}{2}}^{+\frac{f_e}{2}} 1 \cdot e^{j2\pi ft} df$$

$$V(t) = T_e \left(\frac{e^{j2\pi f t/2} - e^{-j2\pi f t/2}}{j 2\pi f} \right) = \frac{e^{j\pi f t} - e^{-j\pi f t}}{2j\pi f t}$$

$$V(t) = \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \quad \text{de la forme } \frac{\sin x}{x}$$

Pour retrouver le signal origine, il faut ajouter les réponses temporelles successives du filtre passe-bas aux échantillons qui l'attaquent.

A l'instant d'échantillonnage KT_e , toutes les impulsions sont nulles sauf celle correspondant à l'impulsion d'échantillonnage de l'instant KT_e dont la valeur est à cet instant $V(KT_e)$.

On retrouve bien exactement la valeur du signal de départ.

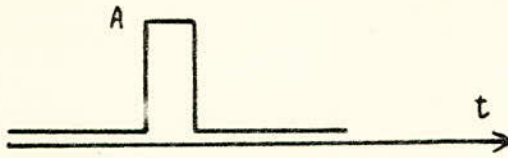
Ce qu'il faut bien remarquer c'est que toutes les courbes sauf une sont nulles pour des multiples entiers de la fréquence d'échantillonnage. Cela vient du choix de la fréquence de coupure du filtre passe-bas égale à $\frac{F_e}{2}$.

On dit qu'on a satisfait au premier critère de Nyquist.

La bande passante globale d'un support de transmission de signaux sous forme impulsionnelle doit toujours être égale à la moitié de la fréquence de récurrence des impulsions.

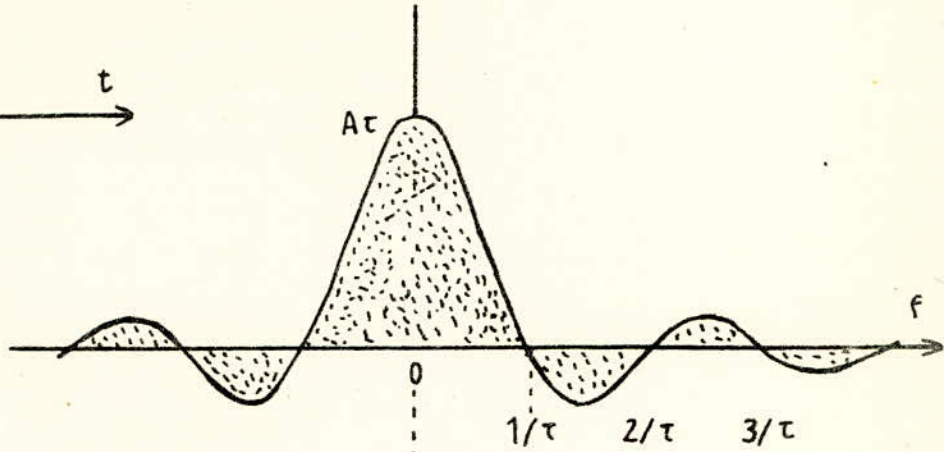
Les voies téléphoniques étant échantillonnées à 8 KHz, la valeur de la fréquence de coupure à 3 dB du filtre passe-bas sera donc de 4 KHz.

IMPULSION RECTANGULAIRE ISOLÉE

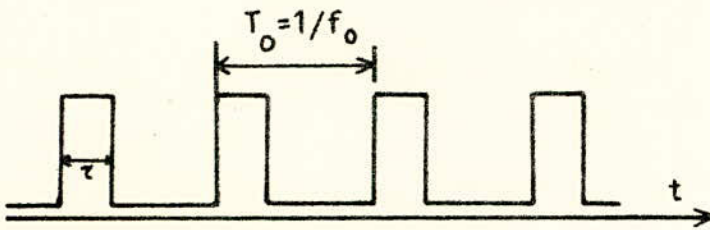


Densité spectrale :

$$S(f) = A\tau \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f}$$



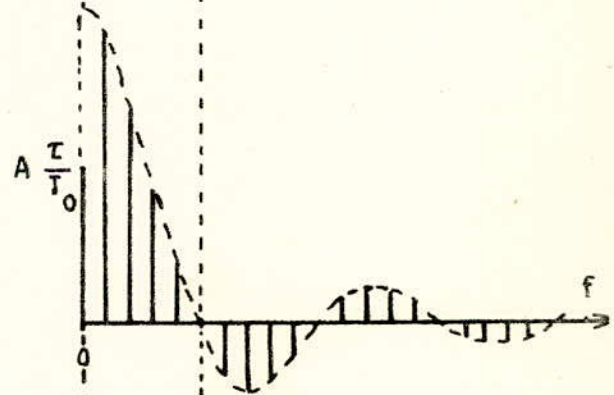
TRAIN D'IMPULSIONS RECTANGULAIRES



Spectre unilatéral :

$$A_0 = A\tau/T_0$$

$$A_n = 2A \frac{\tau}{T_0} \frac{\sin(n\pi\tau f_0)}{n\pi\tau f_0}$$



Spectre bilatéral :

$$|C_n| = A \frac{\tau}{T_0} \frac{\sin(n\pi\tau f_0)}{n\pi\tau f_0}$$

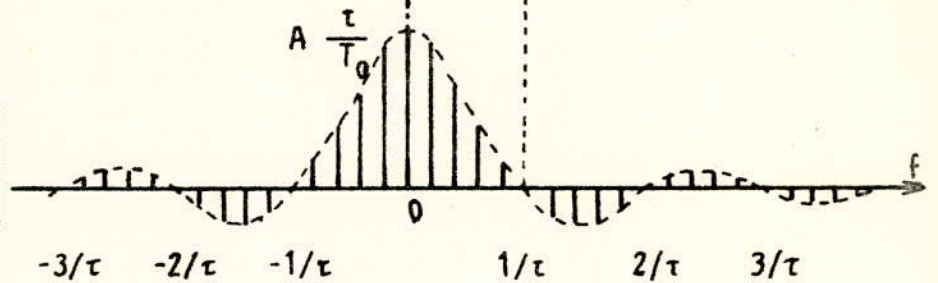
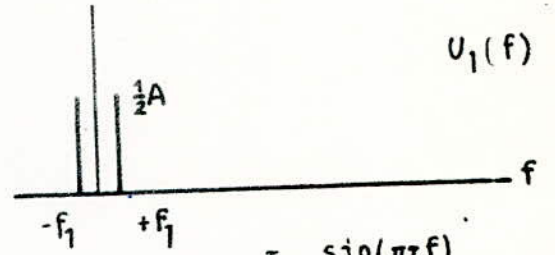
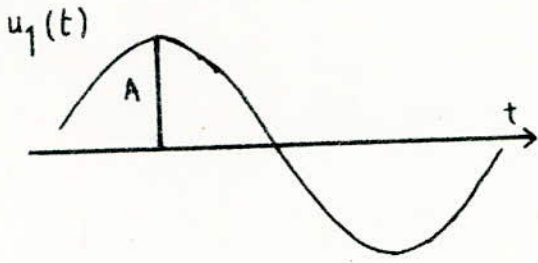


Fig. 2-1

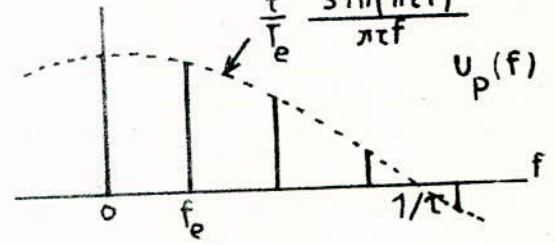
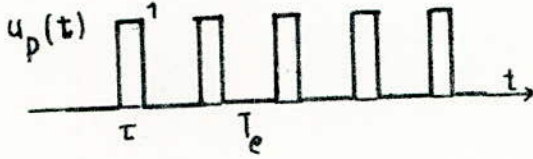
DOMAINE TEMPOREL $u(t)$

DOMAINE FREQUENTIEL $U(f)$
(spectres bilatéraux)

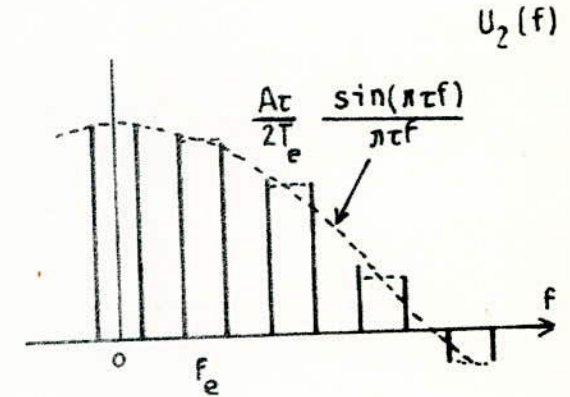
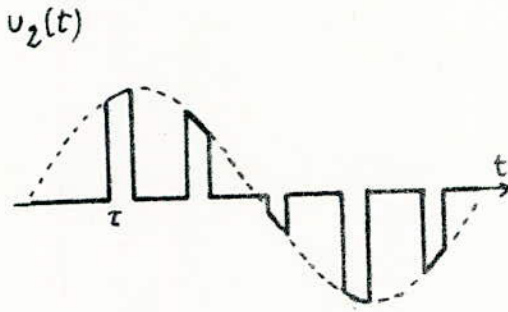
SIGNAL
PRIMAIRE



PORTEUSE



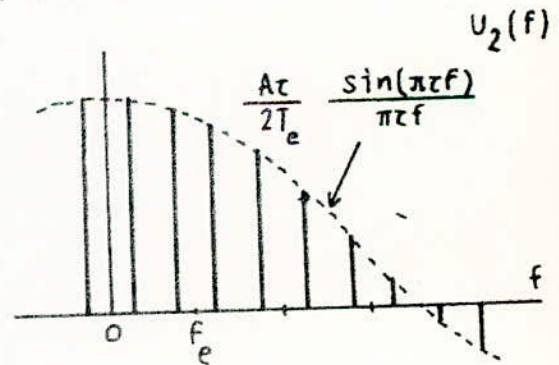
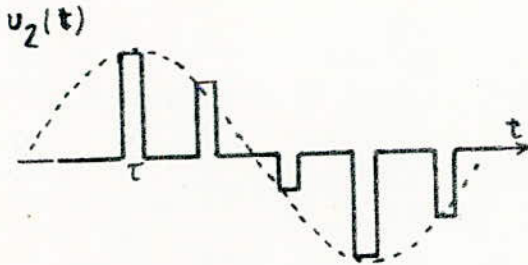
ECHANTILLONNAGE
RÉEL



$$u_2(t) = u_1(t) \cdot u_p(t)$$

$$\begin{aligned} \longrightarrow U_2(f) &= U_1(f) * U_p(f) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\tau}{T_e} \frac{\sin(n\pi\tau f_e)}{n\pi\tau f_e} \cdot U_1\left(f - \frac{n}{T_e}\right) \end{aligned}$$

ECHANTILLONNAGE
IDÉAL AVEC
MAINTIEN



$$\begin{aligned} u_2(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u_1(nT_e) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{\tau} - nT_e\right) \\ &= x_1(t) * \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \end{aligned}$$

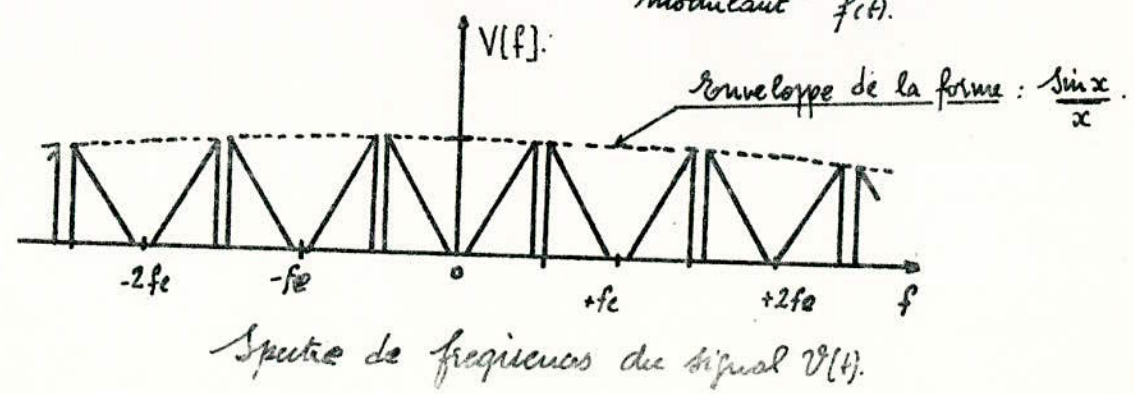
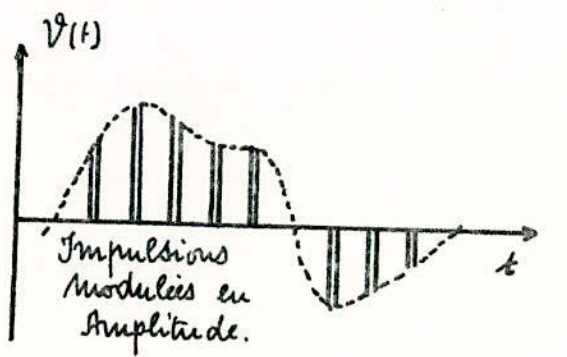
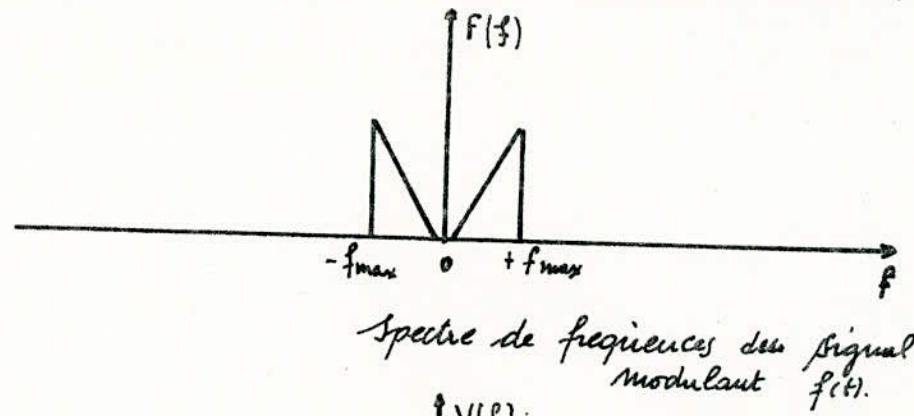
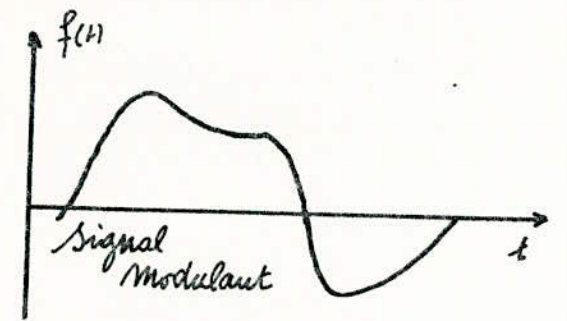
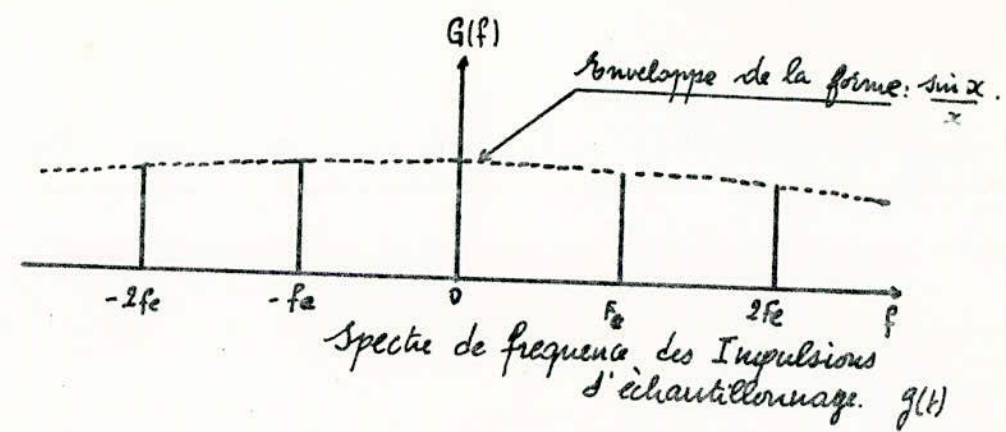
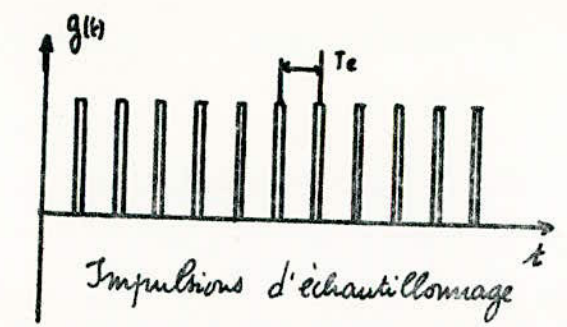
$$\longrightarrow U_2(f) = X_1(f) \cdot \tau \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f}$$

$$\begin{aligned} \text{avec } x_1(t) &= u_1(nT_e) \\ &= 0 \text{ pour } t \neq nT_e \end{aligned}$$

Fig. 2-2

$$V(f) = f(f) \cdot G(f)$$

fig. 2-3



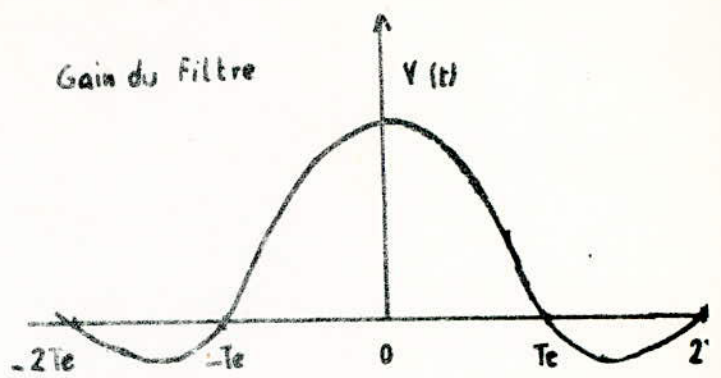
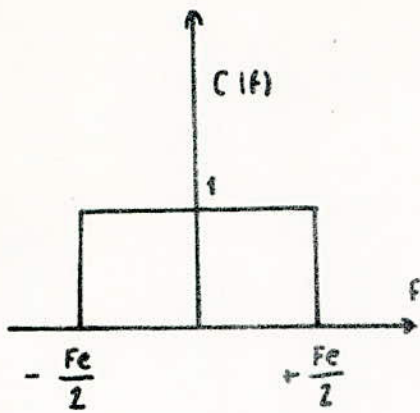


Fig. 2.5

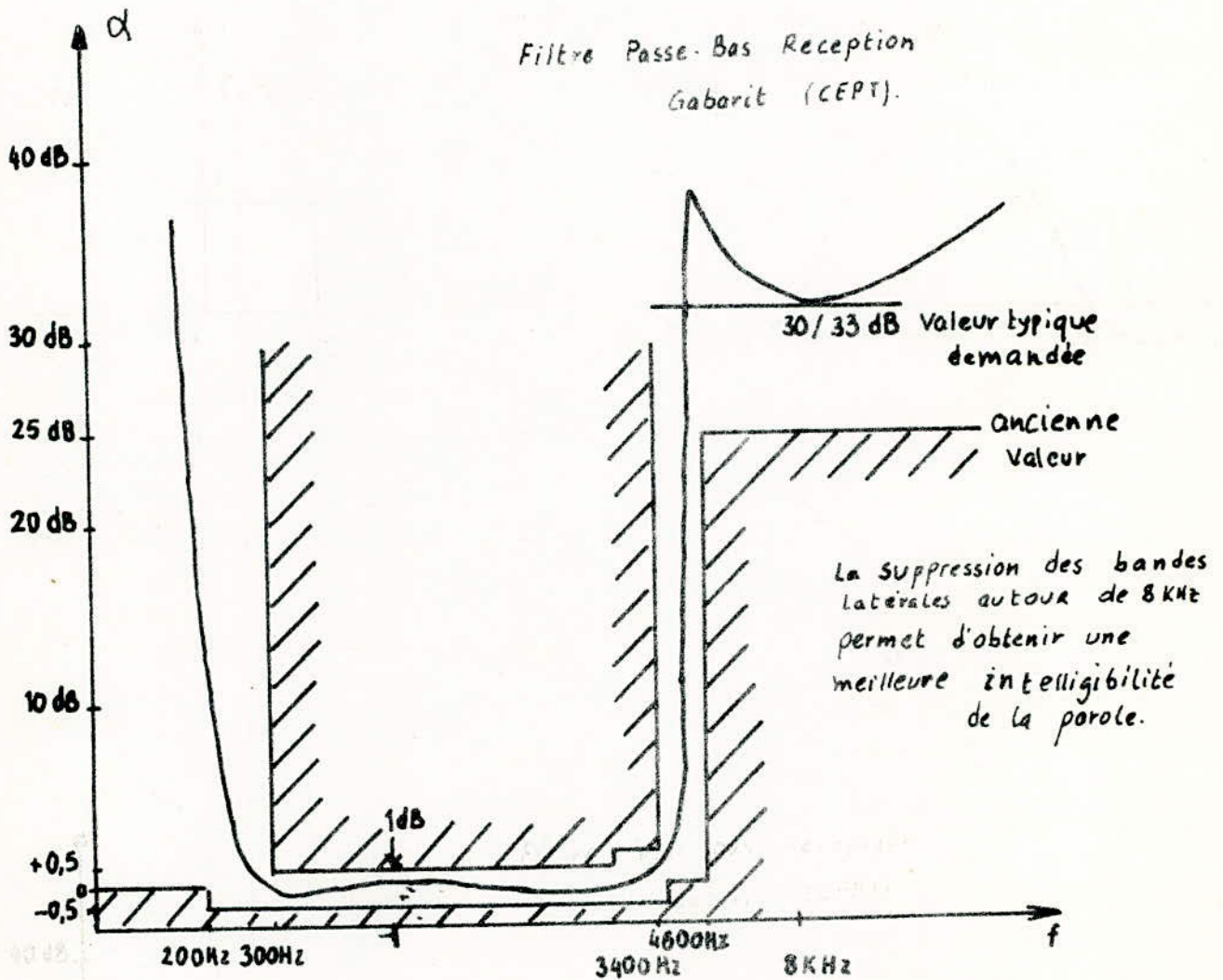


Fig. 2.4

L'échantillonnage permet de remplacer la transmission continue d'un signal à spectre borné par la transmission d'impulsions modulées en amplitude (PAM) et régulièrement espacées dans le temps. Si l'on envoyait telles quelles ces impulsions sur le support de transmission, elles seraient déformées par les mêmes défauts du canal de transmission qui affectent la transmission analogique à savoir :

- les distorsions d'amplitude,
- les distorsions de non linéarité,
- les distorsions de temps de propagation.

Mais pour reconstruire le signal à la réception, il n'est pas nécessaire de transmettre directement ces impulsions. En effet, il suffit de connaître l'amplitude de chacune d'elles.

Cette amplitude est mesurée à l'émission et le résultat de cette mesure est transmis. A la réception, on reconstruit des impulsions régulièrement espacées dont les amplitudes sont déterminées par les résultats de mesure reçus.

3-1. Principe

La quantification est l'étape décisive, caractéristique de la modulation M.I.C (et de toutes les représentations numériques d'informations analogiques), dans laquelle un jeu de q symboles discrets est utilisé pour représenter les variations possibles d'une information analogique.

Toutefois, il est clair qu'une telle approximation est systématiquement incapable de rendre la continuité des détails analogiques. Une sorte d'erreur d'arrondi apparait entre le signal analogique original et le signal numérique discret que l'on pourra reconstituer à partir des symboles reçus. Il en résulte une déformation du signal, d'où le nom de distorsion de quantification donné à cette erreur.

Pour procéder à la quantification d'un signal, il faut commencer par définir q intervalles de grandeur e , couvrant la plage de variation possible du signal comme q et e sont finis, seules les variations finies du signal pourront être quantifiées. La quantification implique donc une limitation de la plage du signal et une distorsion d'écrêtage du signal si le signal dépasse ces limites.

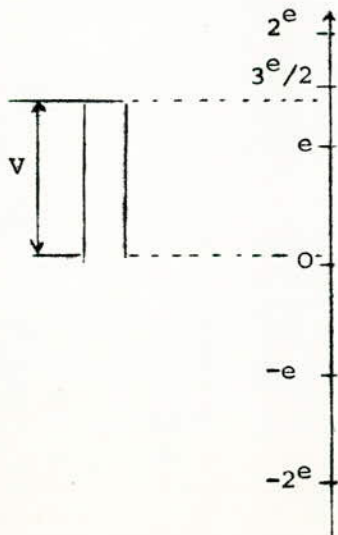
3-3. La quantification - L'erreur de quantification

La mesure des échantillons est faite avec une certaine précision. La longueur du numéro binaire associé à un échantillon sera directement liée à cette précision. Plus la mesure sera précise, et plus le nombre d'éléments sera important. La valeur e d'un intervalle vaut, lorsque l'échelle de mesure est linéaire :

$$e = \frac{2v_{\max}}{2^N} \text{ avec } N \text{ nombre d'échelons } e.$$

La quantification consiste donc à associer une même mesure à toutes les tensions d'échantillons compris dans une même plage.

La distorsion ainsi introduite par cet écart entre la valeur exacte et la valeur quantifiée s'appelle erreur de quantification.



Si le nombre de plages est grand, on peut assimiler la loi de distribution à l'intérieur d'une plage à une fonction linéaire.

Quand l'échelon est compris entre e et $2e$, la valeur moyenne la plus probable de l'échelon est donnée par :

$$\bar{v} = \frac{1}{e} \int_e^{2e} v dv = \left[\frac{v^2}{2e} \right]_e^{2e} = \frac{4e^2}{2e} - \frac{e^2}{2e}$$

d'où $\bar{v} = \frac{3e}{2}$

Donc, on voit bien que la valeur la plus probable pour la taille de l'échelon est la valeur milieu de la plage de quantification ($e, 2e$).

3-3. LOIS DE QUANTIFICATION

Lorsqu'à la réception on recevra un numéro binaire, on ne saura pas quelle était la valeur exacte de l'échantillon. Il y a donc plusieurs solutions.

- 1° A un numéro binaire, on fait correspondre la valeur inférieure de la plage. On dit alors que l'on fait une quantification par défaut,
- 2° De même on fait correspondre à un numéro binaire la valeur supérieure de la plage. Dans ce cas, on fait une quantification par excès,
- 3° On peut aussi faire correspondre à un numéro binaire la valeur moitié de la plage. En effet, un calcul simple de probabilité permet de constater que la valeur exacte a la plus grande probabilité de chances de se trouver au milieu d'une plage.

Suivant que l'on restitue la valeur inférieure, ou la valeur moitié d'une plage, on dit que la courbe est restituée sans demi-échelon ou avec demi-échelon (voir fig. 3-1).

On peut constater de manière très nette que la restitution de la valeur moitié de la plage, c'est-à-dire que la courbe est restituée avec demi-échelon présente une erreur de quantification bien plus faible que dans le cas où la courbe est restituée sans demi-échelon.

Les Américains ont opté pour la restitution sans demi-échelon.

Ils font une quantification par défaut.

Les Européens ont normalisé la restitution avec demi-échelon.

En utilisant une autre méthode de représentation de la relation entre courbe restituée et courbe réelle, on va mettre en évidence plusieurs définitions à savoir :

- les lois en marche d'escalier,
- la capacité de charge d'un système numérique (voir fig. 3-2).

Suivant que la courbe est restituée sans demi-échelon ou avec demi-échelon, on dit avoir affaire à la loi Américaine à mi-marche ou à la loi Européenne à mi-~~con-~~tre-marche.

3-3-1. La capacité de charge

Les tensions comprises entre $-V_{max}$ et $+V_{max}$ sont toutes restituées avec le même principe (courbe en escalier). Pour les tensions de valeur absolue supérieure à V_{max} , il n'y a plus de marches d'escalier, mais deux demi-~~droites~~. Il y a écrêtage.

V_{max} ramenée au niveau de la voie téléphonique est la capacité de charge du système.

La capacité de charge s'exprime en dB mO.

Les différents matériels numériques ont des capacités variant entre 0 et + 3dBmO

3-3-2. Bruit

a) Bruit de la voie au repos

Le bruit de la voie au repos est le bruit restitué lorsqu'aucune modulation n'est quantifiée à l'émission.

On constate que la loi Américaine présente de ce point de vue là, un net avantage sur la loi Européenne.

Les valeurs typiques de bruit de la voie au repos pour les systèmes numériques sont de l'ordre de -60 à -66 dBm (fig. 3-3).

b) Le bruit de quantification

La distorsion ainsi introduite par cet écart entre la valeur exacte et la valeur quantifiée se traduit par un bruit dit bruit de quantification (fig. 3-4).

Ce bruit est d'ailleurs caractéristique des systèmes MIC.

Sa mesure permet d'apprécier la qualité d'un système numérique. Il est à noter que ce bruit n'existe que lorsque le signal est présent.

En effet, le signal global restitué après filtrage peut être considéré comme la somme vectorielle du signal émis et d'un signal parasite qui est le bruit de quantification.

La valeur du bruit de quantification est donnée par la relation.

$$V_{eff} \text{ (bruit)} = \frac{V_{max}}{2^N \sqrt{3}} \quad \text{fig. (3-5)}$$

Pour diminuer le plus possible le bruit de quantification, il faut que V_{max} soit le plus faible possible ou que le nombre d'échelons soit le plus grand possible.

Or V_{max} est calculé de manière à cerner le mieux possible la valeur du signal. Cela s'explique par les faibles valeurs de la capacité de charge (3 dB max) de surcharge admissible.

Quand au nombre d'échelons, il ne faut pas oublier que le mot binaire sera d'autant plus long que le nombre d'échelons sera grand.

La limite a été normalisée par le CEPT à 2^8 niveaux.

Dans ce cas là, un calcul rapide montre que le bruit de quantification a pour valeur efficace :

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{256\sqrt{3}} \approx 3,5 \text{ mV} \quad \text{avec } V_{max} = 1,5 \text{ V.}$$

La voie téléphonique se trouve ainsi perturbée; le paramètre cernant le mieux la qualité d'une voie téléphonique n'est pas le bruit mais le rapport/signal sur bruit (S/B).

c) Rapport signal/bruit

Pour juger de l'importance de la distorsion de quantification, il faut rapporter sa puissance P_B à celle du signal original P_S et définir ainsi un rapport S/B de quantification.

$$\frac{S}{B} = \frac{P_S}{P_B}$$

1- On considère la parole comme un bruit blanc gaussien

$$P_S = \int_{-V_e}^{+V_e} v^2 p_i dv = \frac{1}{2V_e} \left[\frac{v^3}{3} \right]_{-V_e}^{+V_e} = \frac{V_e^2}{3} \quad \text{avec } p_i = \frac{1}{2V_e}$$

$$P_B = \frac{e^2}{12} \quad \text{avec } e = \frac{2V_{max}}{2^N}$$

$$\frac{S}{B} = \frac{V_e^2}{3} \cdot \frac{12 \cdot 2^{2N}}{4 V_{max}^2} = \frac{V_e^2}{2} \cdot 2^{2N} \Rightarrow \boxed{\frac{S}{B} = \frac{V_e^2}{2} \cdot 2^{2N}}$$

$$\frac{S}{B} = 2^{2N} \frac{P_e}{P_{max}} \quad \text{d'où} \quad \boxed{\frac{S}{B} \text{ (dB)} = N \cdot 6 \text{ dB} - \text{capacité de charge } P_e}$$

Dans les matériels MIC 30 voies nous avons :

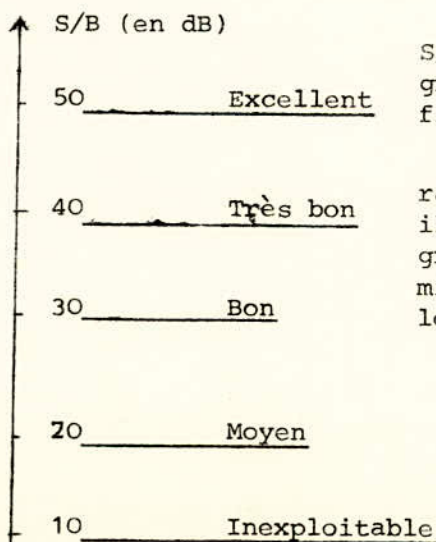
$$N = 8, \quad P_{max} = +3 \text{ dBmO}, \quad P_e \text{ exprimé en dB}$$

$$\text{d'où } \frac{S}{B} = 8 \times 3 - 3 + P_e \text{ (dB)} = 45 \text{ dB} + P_e$$

on obtient la courbe (fig.3-6)

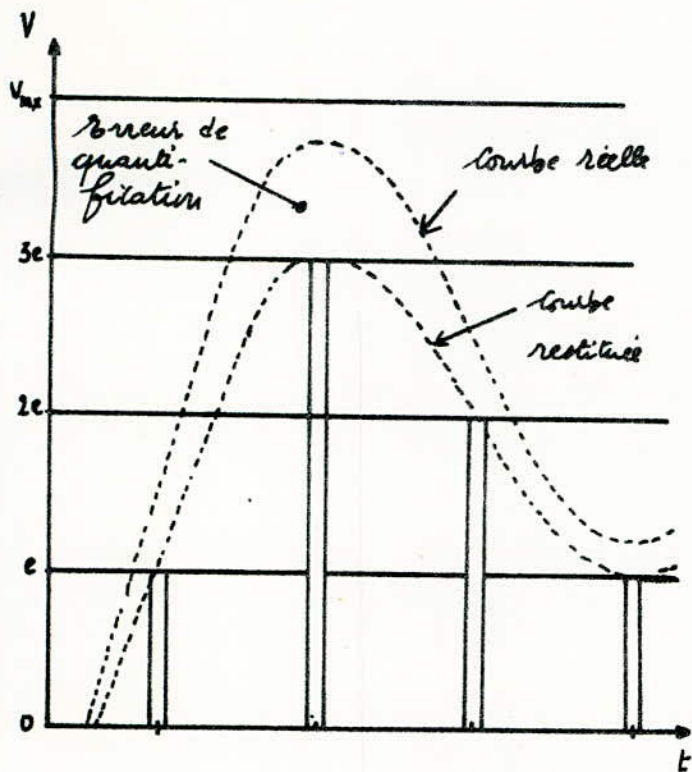
L'analyse d'une telle courbe montre que le rapport S/B se dégrade au fur et à mesure que le signal diminue.

Or l'échelle de valeur d'une voie téléphonique en fonction du rapport S/B, est la suivante :

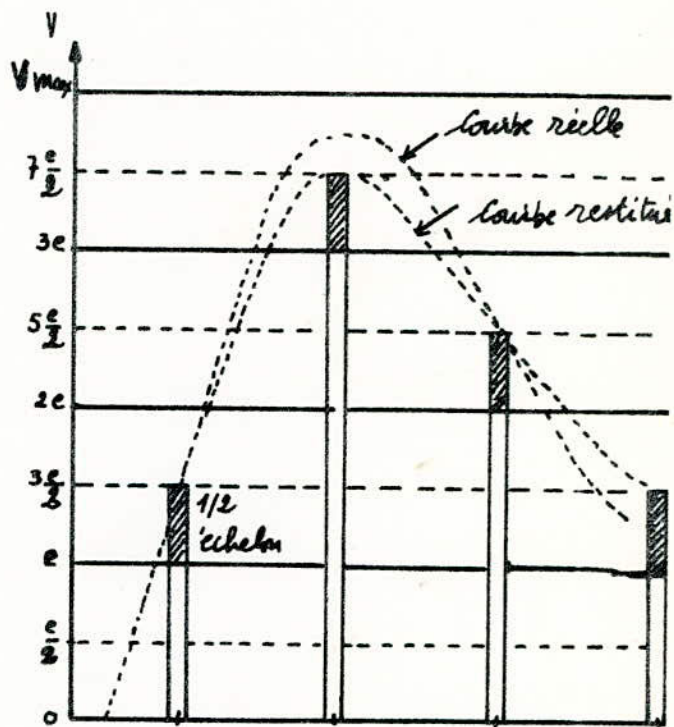


La valeur trouvée du rapport S/B = 15 dB pour les faibles signaux est très nettement insuffisante.

Pour améliorer la valeur du rapport S/B aux petits signaux, il faut, soit rajouter un plus grand nombre de bits, soit diminuer la taille des échelons lorsque le signal est faible.



Courbe restituée sans 1/2 échelon



Courbe restituée avec 1/2 échelon

fig 3.1

Loi en marches d'escalier

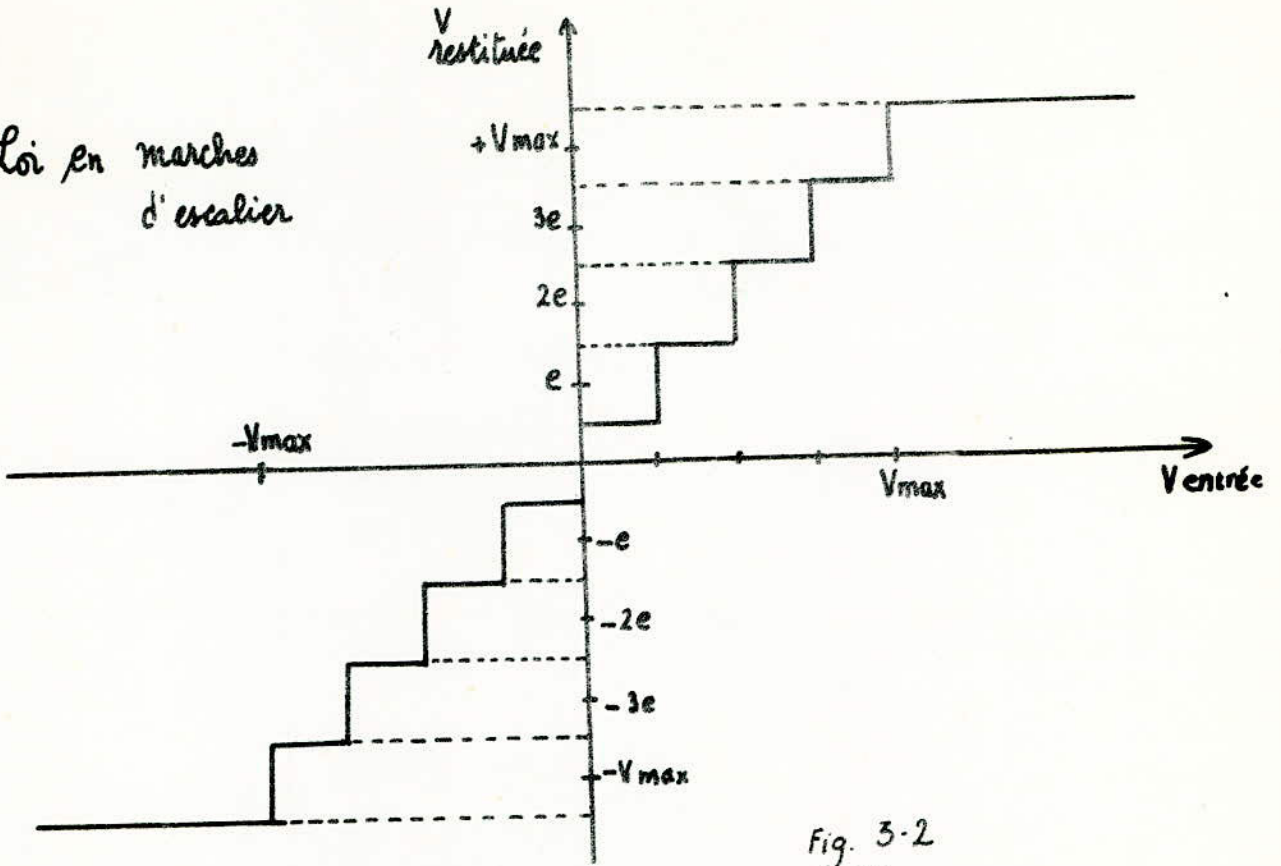
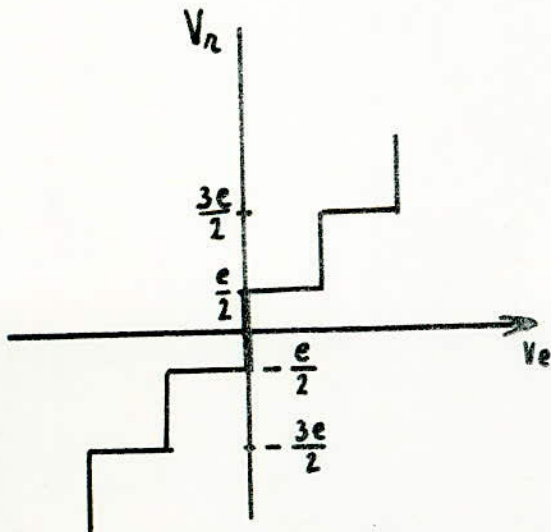
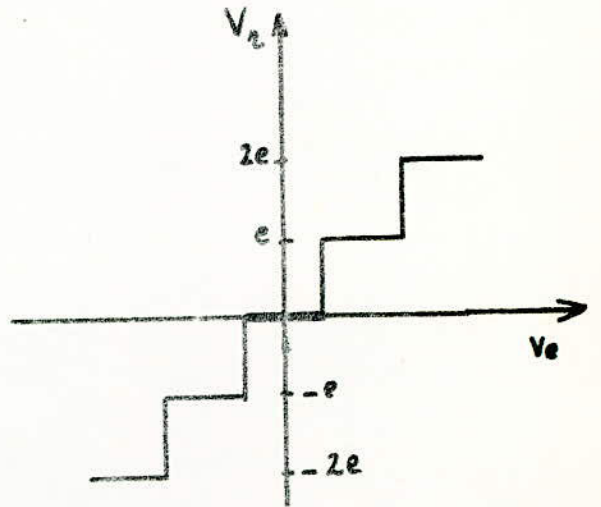


Fig. 3-2
(a)

Fig. 3-2
(b)



Loi Européenne à
mi-Cours marche



Loi Américaine à
mi-marche.

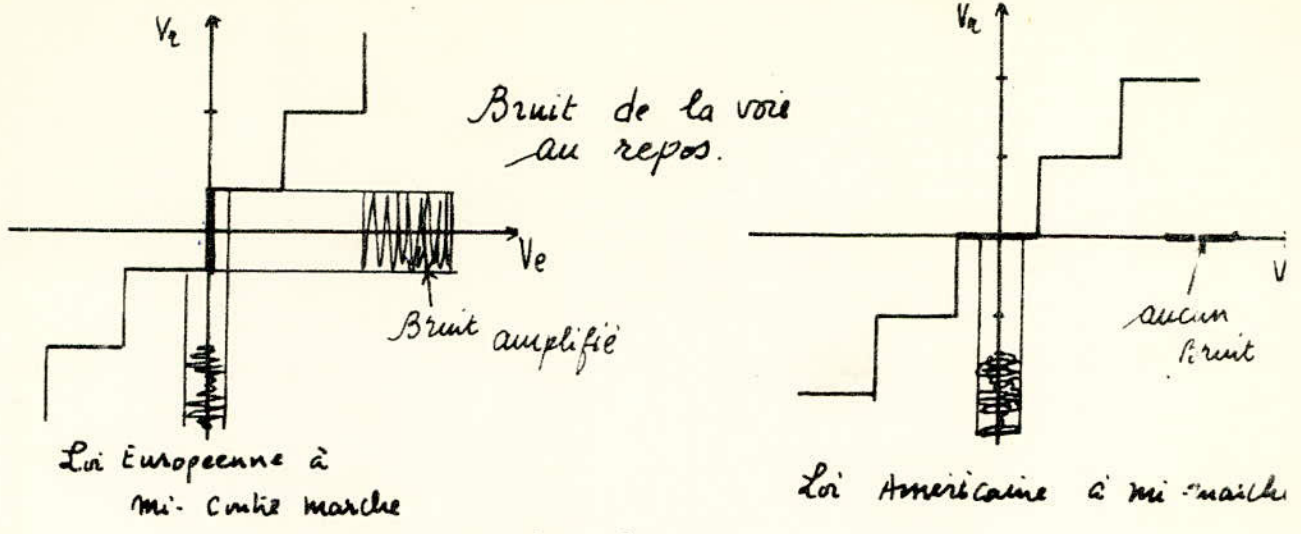
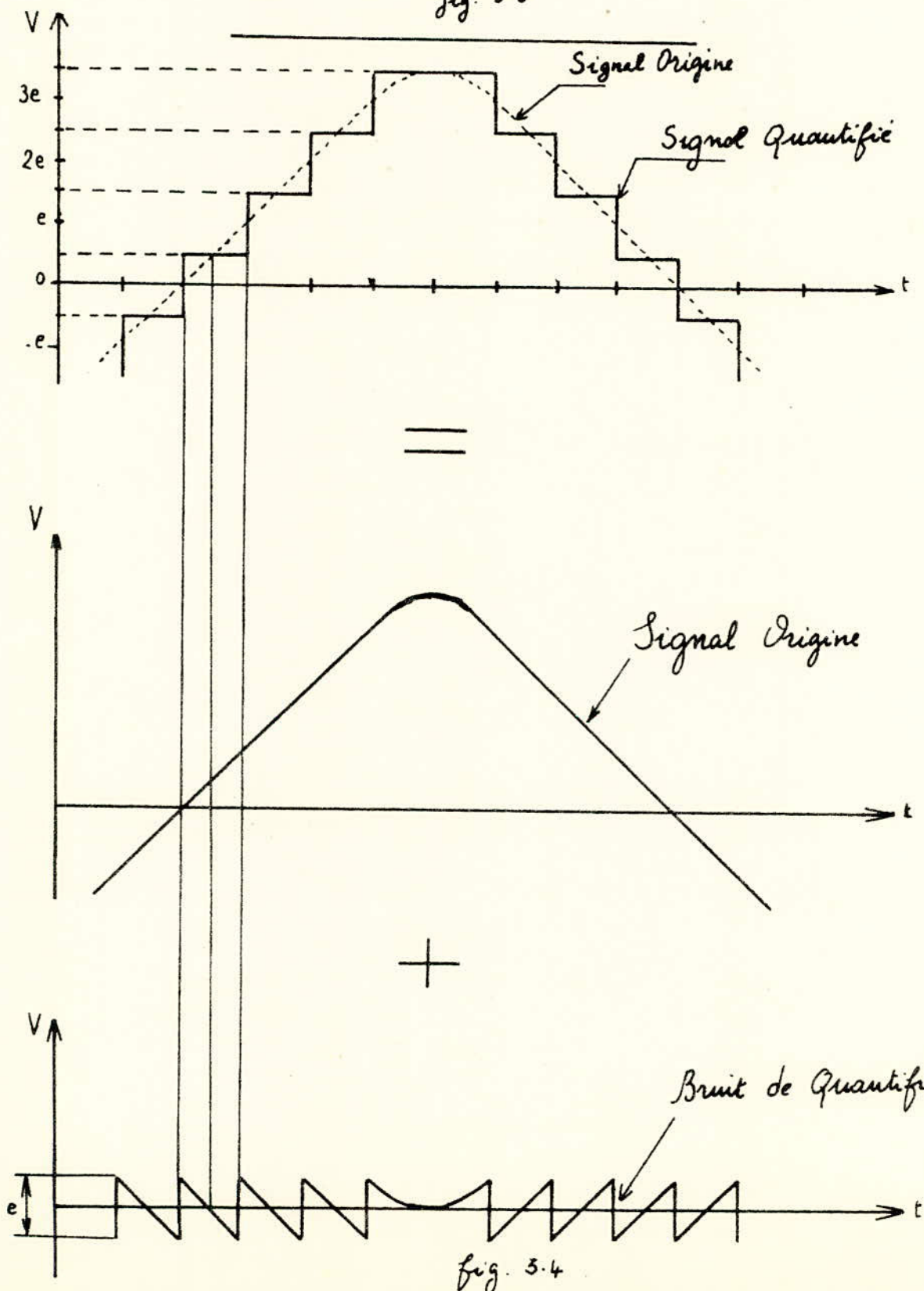
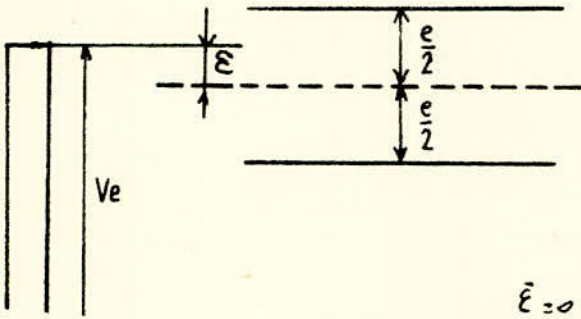


Fig. 3.3



Calcul de la tension de bruit V_{eff} .



L'erreur de quantification ϵ est linéairement répartie entre $-\frac{e}{2}$ et $+\frac{e}{2}$ à l'intérieur de la plage.

$$-\frac{e}{2} \leq \epsilon \leq +\frac{e}{2}$$

$\bar{\epsilon} = 0$ (la moyenne de l'erreur est nulle).
La puissance efficace de bruit est donnée par le calcul de la variance de ϵ .

$$\sigma^2(\epsilon) = \int_{-e/2}^{+e/2} \epsilon^2 p_i d\epsilon \quad \text{avec} \quad p_i = \frac{1}{e}$$

$$\sigma^2(\epsilon) = \frac{1}{e} \left[\frac{\epsilon^3}{3} \right]_{-e/2}^{+e/2} = \frac{1}{e} \frac{e^3}{12} \Rightarrow \sigma^2(\epsilon) = \frac{e^2}{12}$$

on en déduit alors que $V_{eff} = \frac{e}{2\sqrt{3}}$

On remplace e par sa valeur, nous obtenons:

$$e = \frac{2V_{max}}{2^N} \quad (\text{échelle linéaire})$$

on trouve alors:

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{2^N \cdot \sqrt{3}}$$

V_e : échantillon:

fig: 3-5

Courbe de Variation
 du Rapport Signal/Bruit
 en fonction de la
 puissance d'entrée.

$$S/B = N.6 \text{ dB} - P_{\max} + P_e \text{ (en dB)}$$

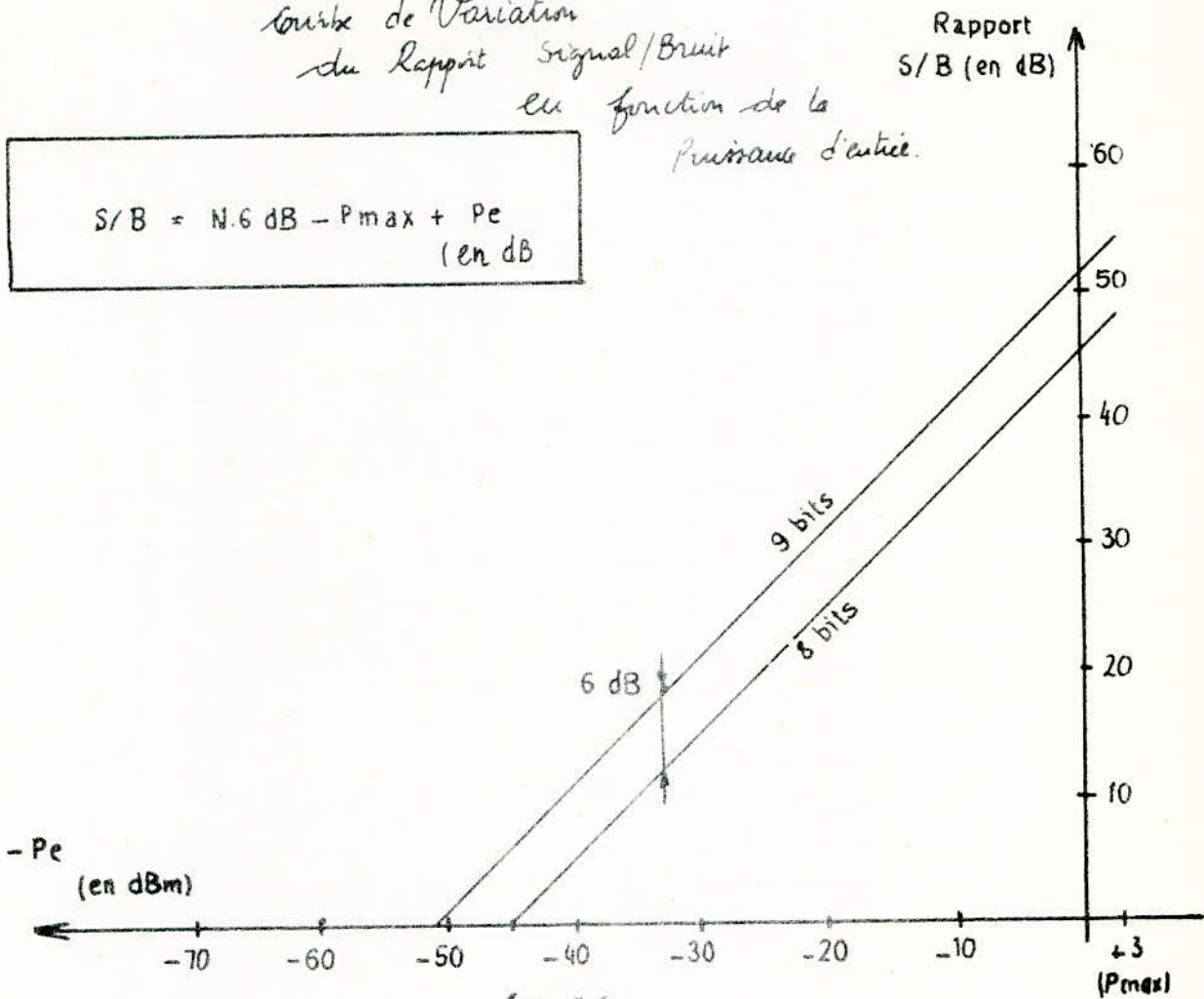


fig. 3-6

LA COMPRESSION

En fait, ce n'est pas la puissance de bruit qui caractérise la qualité de transmission, mais plutôt le rapport signal/bruit. Or, ce rapport varie beaucoup dans le cas de la quantification linéaire.

Il serait donc intéressant de diminuer la taille des échelons pour les niveaux faibles, ce qui diminuerait le bruit de quantification et donc augmenterait la valeur du rapport signal/bruit.

Dans ce cas là, on dit qu'il y a compression de la taille des échelons.

De ce fait, le rapport signal/bruit en tension est égal au rapport de la valeur de l'échantillon sur la demi-plage de l'échelon dans lequel il tombe :

$\text{Signal/bruit (tension)} = \frac{V_e}{\frac{e_n}{2}}$

En téléphonie, il faut tenir compte :

- de la prépondérance des faibles amplitudes dans la distribution statistique de la parole,
- de grandes différences de niveau dues aux éléments du réseau (lignes et centraux) entre l'abonné et l'entrée du système.

On cherche à rendre le rapport signal/bruit indépendant de l'amplitude au moins dans le domaine de régime normal. La solution idéale à cet égard serait une caractéristique de quantification logarithmique, c'est-à-dire un espacement des niveaux de quantification proportionnel à la valeur du signal : $e(s) = k.S$. (fig. 4-1).

Cela revient à maintenir le rapport signal/bruit à une valeur constante en modulant la taille d'un échelon en fonction de la valeur absolue de l'échantillon.

La loi qui permet cela est appelée : LOI de COMPRESSION.

La démonstration de cette compression se trouve résumer dans le figure 4-2.

En fait, ceci ne peut être vérifié pour toutes les plages. En effet, pour des raisons de technologie, il n'est pas possible de diminuer indéfiniment la taille des échelons.

Nous définirons ce que nous appellerons l'échelon minimum.

Le début de l'échelle est une suite d'échelons minimums, jusqu'à ce que le rapport signal/bruit arrive à obtenir la valeur K.

Toute loi de compression sera composée de 2 parties : une partie linéaire au départ jusqu'à une valeur V_0 , suivie d'une partie logarithmique, voir (fig. 4-3).

Cela se traduit sur le **graphe** du rapport signal/bruit en fonction de la puissance d'entrée par une partie horizontale correspondant à la partie logarithmique de la loi de compression précédée d'une descente linéaire correspondant à la partie linéaire de la loi de compression (fig. 4-4(a)).

La descente linéaire a la même pente que la droite issue d'une quantification linéaire. C'est logique, puisque cela correspond à la partie linéaire de la loi de compression.

Il n'y a donc pas de compression dans cette portion là.

Toutefois, on constate un décalage vers la gauche de cette descente de la courbe par rapport à une quantification linéaire.

Cela revient à avoir quantifié les petits signaux avec une échelle linéaire à plus grand nombre d'échelons.

Pour chiffrer ce décalage, il faut tenir compte de ce qu'on appelle : taux de compression.

4-1. Taux de compression

Le taux de compression est le rapport de la pente à l'origine de la loi de compression de la pente à l'origine de la loi linéaire à même nombre d'échelons (fig. 4-4b)

on a :

$\tau = \frac{tg\alpha}{tg\beta}$

Trouver par exemple un taux de compression égal à 2 veut dire que l'on a amélioré pour les petits signaux le rapport signal/bruit de 6 dB. Car on a disposé 2 fois plus d'échelons dans une intervalle donnée.

Le décalage vers la gauche correspondra à une quantification apparente à plus grand nombre de plages.

Le taux de compression dépend étroitement du choix de la tension V_0 . Les lois de compression définiront avec précision la valeur de cette tension V_0

4-2. LOIS DE COMPRESSION

Il existe deux lois de compression : (fig. 4-5-)

- la loi Américaine dite loi μ
- la loi Européenne dite loi A.

Ces lois se repèrent sur les axes de la manière suivante :

- la tension d'entrée s'exprime en pourcentage de V_{max} .

Elle est définie par :

$$x = \frac{V_e}{V_{max}}$$

- Il y a une correspondance étroite entre le numéro de l'échelon et la tension restituée. On exprimera en ordonnée le pourcentage de la tension restituée par rapport à V_{max} . Cette tension restituée sera définie par :

$$y = \frac{V_s}{V_{max}}$$

a) Loi μ

La loi μ est une loi logarithmique continue, elle a pour équation :

$$y = \frac{\ln(1+\mu x)}{\ln(1+\mu)} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \mu = 100 \\ \text{ou} \\ \mu = 225 \end{cases}$$

b) Loi A

Cette loi, normalisée par C.E.P.T. est donc celle que nous trouvons désormais sur tous les matériels numériques.

A Cette loi est associée 2⁸ échelons pour l'échelle de quantification. La valeur V_0 qui est la valeur à partir de laquelle cesse la partie linéaire et commence la partie logarithmique s'exprime donc les pourcentages de V_{max} tel que :

$$V_0 = \frac{V_{max}}{A}$$

Les équations qui définissent cette loi sont

- pour la partie linéaire : $y = \frac{Ax}{1+\ln A}$
- pour la partie logarithmique :

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}$$

Démonstration mathématique de la loi A

L'équation (I) nous donne le numéro de l'échelon en fonction de V_0 et de K ne vaut que pour la partie logarithmique. Il convient d'ajouter les échelons de la partie linéaire.

$$1^\circ \text{ Partie logarithmique : } n = \frac{\ln(\frac{V_e}{V_0})}{\ln(\frac{K+1}{K-1})} ; \quad 2^\circ \text{ Partie linéaire } n_0 = \frac{K}{2}$$

K étant grand, il convient de constater que $\frac{K}{2}$ est l'inverse du premier terme du développement limité de :

$$n_0 = \frac{K}{2} = \frac{1}{\frac{2}{K}} = \frac{1}{\ln(1 + \frac{2}{K})} \quad (\text{utilisation des développements limités})$$

$$n_t = \frac{\ln\left(\frac{V_e}{V_0}\right)}{\ln\left(\frac{K+1}{K-1}\right)} + \frac{1}{\ln\left(\frac{K+1}{K-1}\right)} = \frac{1 + \ln\left(\frac{V_e}{V_0}\right)}{\ln\left(\frac{K+1}{K-1}\right)}$$

or : $V_0 = \frac{V_{max}}{A}$ et $x = \frac{V_e}{V_{max}}$

$$n_t = \frac{1 + \ln Ax}{\ln\left(\frac{K+1}{K-1}\right)} \quad y = \frac{n_t}{n_{max}}$$

$$n_{max} = \frac{1 + \ln A}{\ln\left(\frac{K+1}{K-1}\right)} \Rightarrow y = \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A} \quad (\text{pour la partie logarithmique})$$

à : $x = \frac{1}{A} \quad y = \frac{1}{1 + \ln A} = \frac{A \cdot \frac{1}{A}}{1 + \ln A} = \frac{Ax}{1 + \ln A} \quad (\text{pour la partie linéaire})$

N.B.- \ln : désigne le logarithme Néquérien.

La valeur donnée à A est de 87,6, elle est choisie de manière à obtenir un taux de compression $\tau = 16$ exactement.

$A = 87,6 \quad , \quad \tau = 16$

Dans ce cas, cela revient à dire que les petits signaux sont quantifiés avec 16 fois plus d'échelons dans le même intervalle.

On gagne l'équivalent de 4 bits pour les petits signaux.
Le gain de compression est donc de 24 dB.
La valeur du rapport signal/bruit est de 33 dB.

Il est à rappeler que la quantité de bruit qui tombe dans la voie téléphonique après passage de réception ne représente qu'une fraction du bruit total.

Le coefficient de réduction est de l'ordre de 3, ce qui correspond à une diminution de quantification de 5 dB.

Il est maintenant très évident que la loi A nous donne une qualité bien meilleure puisque le rapport signal/bruit est constant et égal à 33 dB dans toute la plage de la dynamique du parleur moyen.

1^o Démonstration du taux de compression

1- Taux de compression

$$\tau = \frac{\text{tg} \alpha}{\text{tg} \beta} \quad \text{à} \quad \text{tg} \beta = 1$$

$$\tau = \text{tg} \alpha = \frac{1 + \ln A}{1/A} = \frac{A}{1 + \ln A} \quad \# \quad 16$$

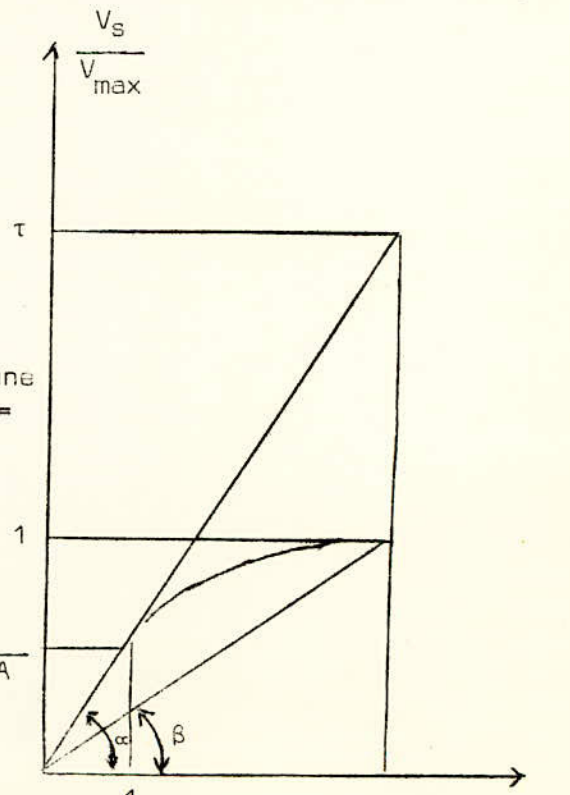
A est choisi pour avoir $\tau = 16$

Donc on gagne l'équivalent de 4 bits, soit une augmentation du rapport signal/bruit de $\Delta s/B = 6.4 = 24 \text{ dB}$ (gain de compression).

2^o Rapport signal/bruit : valeur de K

$$K = \frac{V_0}{\frac{V_0}{2}} = \frac{V_0}{2^{N-1} \frac{V_0}{V_{max}}} = 2^N \frac{V_0}{V_{max}}$$

$$n_0 = \frac{K}{2} = 2^{N-1} \frac{V_0}{V_{max}} \quad \text{comme} \quad \frac{V_0}{V_{max}} = \frac{1}{1 + \ln A}$$



d'où $\frac{K}{2} = n_0 = 2^{N-1} \frac{V_0}{V_{max}} = 2^{N-1} \frac{1}{1 + \ln A} \Rightarrow K = \frac{2^N}{1 + \ln A} \quad \# \quad 46,7$

$\Rightarrow 33 \text{ dB}$

3) Relation entre A, K et τ

$$K = \frac{2^N}{1 + \lambda_n(A)} = \frac{2^N}{A} \cdot \tau \Rightarrow \boxed{KA = 2^N \cdot \tau}$$

3°- Loi A approchée par segments de droite

En pratique, on fait une approximation de la courbe logarithmique par des segments de droite et sur chaque segment, on réalise une quantification linéaire.

Comme il est possible de constater sur la figure 4-7, il y a 8 segments de droite puis les signaux possibles.

Sur ces 8 segments, il y en a 2 qui sont colinéaires. On dit avoir affaire à une courbe approchée par 7 segments de droite de pente différente.

Enfin, si l'on tient compte des signaux positifs et des signaux négatifs, il y a au total 13 segments de droite de pente différente.

Le rapport des pentes de deux segments consécutifs est de 2; cela veut dire qu'un échelon sur un segment de droite a une valeur moitié par rapport à un échelon sur le segment de droite adjacent de numéro plus élevé.

Les 8 segments sont numérotés de 0 à 7 dans l'ordre des valeurs croissantes de x; les segments 0 et 1 sont colinéaires.

Or cette loi A approchée par des segments de droite n'est plus une loi continue puisqu'on retrouve des portions de lois linéaires.

On va donc trouver pour la courbe du signal/bruit des ondulations qui sont dues à la quantification linéaire qui est faite sur chaque segment. Les pentes étant de rapport 2, l'amplitude des ondulations sera de 6 dB. (voir figure 4-8).

Or manifestement, lorsque l'on fait la mesure de bruit de quantification, il n'est pas possible de trouver ces ondulations.

Cela vient du fait que V_e ne croit pas régulièrement comme le ferait une tension continue, mais plutôt que V_e présente une infinité de valeurs pour une puissance d'entrée P_e et donc l'appareil de mesure intégrant toutes ces valeurs, indiquera la valeur moyenne.

Par suite de l'écrêtage des échantillons qui dépassent P_{max} (capacité de charge), il est créé un bruit de limitation. On devrait donc, lorsqu'on effectue une mesure de bruit de quantification trouver l'apparition du bruit de limitation à partir de P_{max}

Or on remarque que ce bruit apparait bien avant. Cela tient du fait que l'appareil n'émet pas une sinusoïde, mais du bruit blanc gaussien dont la répartition statistique des amplitudes est de forme :

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \tau} e^{-\frac{x^2}{2\tau^2}} \quad \text{avec } \tau^2 = \text{valeur efficace du bruit}$$

4-3. La compression numérique

Lorsque l'on regarde la courbe du rapport signal/bruit d'une quantification logarithmique suivant la loi A, après le palier horizontal, on trouve une décroissante jusqu'à la valeur équivalente d'une décroissance linéaire à 12 bits.

D'où l'idée d'effectuer une quantification linéaire à plus grand nombre de bits et de la faire suivre d'une compression numérique destinée à supprimer le nombre de bits inutiles afin de suivre la loi A de compression (voir fig. 4-9).

L'opération de compression numérique est une opération exclusivement logique qui consiste à confondre certaines plages obtenues par une quantification linéaire, cela diminue le nombre de plages et permet de réduire le nombre d'éléments binaires de chaque mot à 8 bits.

Dans ce cas, l'échelon minimum est l'échelon d'une quantification linéaire à 12 bits (fig. 4-10).

La courbe de la figure 4-10 représente de manière très dilatée la correspondance qui existe entre loi linéaire à 12 bits qui possède donc 2048 échelons pour les signaux positifs et la loi A à 8 bits qui possède 128 échelons également pour les signaux positifs.

Les deux lois sont confondues pour les échelons de 0 à 32 :

- Pour les échelons numérotés de 0 à 15 destinés à coder les échantillons compris entre 0 et $V_{max}/128$ seuls les 4 derniers changent d'état, c'est donc ce groupement de 4 bits que l'on gardera et qui sera précédé du préfixe donnant le numéro du segment soit 000 dans ce cas là,

- les échelons numérotés de 16 à 31 sont destinés à coder les échantillons compris entre $\frac{V_{max}}{128}$ et $\frac{V_{max}}{64}$. Seuls les 4 derniers bits changent d'état et c'est ces 4 bits que l'on gardera après les avoir affectés du préfixe du segment 001.

Quantification linéaire à 12 bits			Quantification linéaire à 8 bits			
niveaux	S		niveaux	S	Segments	
2047 à 1024	1 1	1 1111 111 111 1 0000 000 000	127 à 112	1 1	111 1111 111 0000	7ème
1023 à 512	1 1	0 1 1111 111 11 0 1 0000 000 00	111 à 96	1 1	110 1111 110 0000	6ème
511 à 256	1 1	0 01 1 111 1111 0 01 0 000 0000	95 à 80	1 1	101 1111 101 0000	5ème
255 à 128	1 1	0001 1 111 111 0001 0 000 000	79 à 64	1 1	100 1111 100 0000	4ème
127 à 64	1 1	0 0 0 0 1 1111 1 1 0 0 0 0 1 0000 0 0	63 à 48	1 1	0 11 1111 0 11 0000	3ème
63 à 32	1 1	0 0 0 0 0 1 1111 1 0 0 0 0 0 1 0000 0	47 à 32	1 1	010 1111 010 0000	2ème
31 à 16	1 1	0 0 0 0 0 0 1 11 11 0 0 0 0 0 0 1 00 00	31 à 16	1 1	001 1111 001 0000	1er
15 à 0	1 1	0 0 0 0 0 0 0 1 111 0 0 0 0 0 0 0 00000	15 à 0	1 1	000 1111 000 0000	0

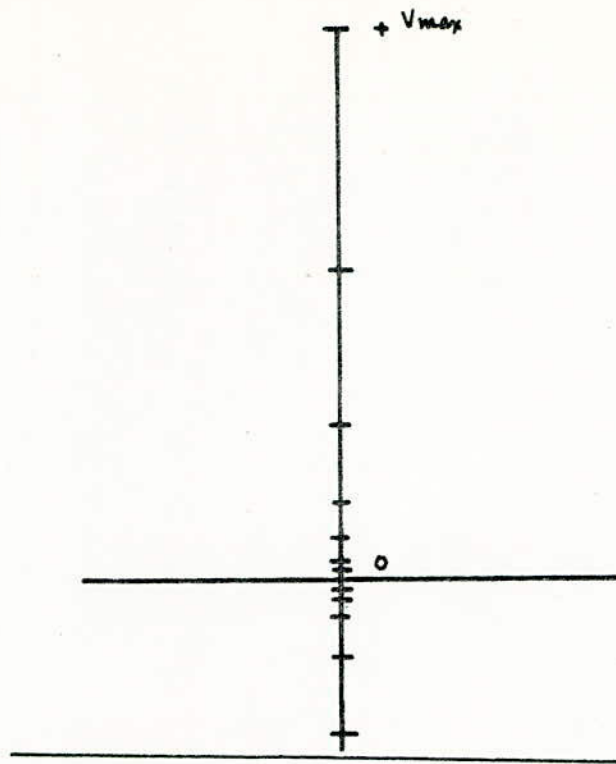
- Pour coder les échantillons compris entre $\frac{V_{max}}{64}$ et $\frac{V_{max}}{32}$ on va trouver 32 échelons sur la loi linéaire qu'il va falloir **comprimer** en 16 pour obtenir la loi A.

Cela est réalisé en laissant tomber le bit de poids 1 qui permettrait de reconnaître 2 segments consécutifs l'un de l'autre.

Il y aura donc la correspondance suivante : à 2 échelles de la loi linéaire à 12 bits correspondra 1 échelon de la loi logarithmique à 8 bits. La valeur de l'échelon résultant est donc devenue le double de l'échelon minimum.

On prendra donc les bits de poids 2, 4, 8 et 16 et on les fera précéder du préfixe du segment de droite correspondant, à savoir dans ce cas là, le préfixe 010.

Pour le segment de droite suivant, on fera correspondre 4 échelons de la linéaire à l'échelon de la loi A, en négligeant les bits de poids 1 et 2. Et ainsi de suite... Pour trouver le préfixe du segment de droite, il suffit de compter le nombre de zéros qui précèdent les bits significatifs et on prend le complément à 7.



Echelle de quantification avec compression.

Fig. 4-1

Démonstration Mathématique

$$\frac{S}{B} \text{ (en puissance)} = \frac{V_e^2}{e^2} \cdot 4 \Rightarrow S/B \text{ (en tension)} = \frac{V_e}{\frac{e}{2}}$$

Si les échelons ont des valeurs différentes, il suffit de poser pour avoir un rapport S/B constant :

$$\frac{V_{e(n)}}{\frac{e_n}{2}} = K = S/B \text{ (en tension)}$$

$$V_{e(n)} = V_{e(n-1)} + \frac{e(n-1)}{2} + \frac{e_n}{2}$$

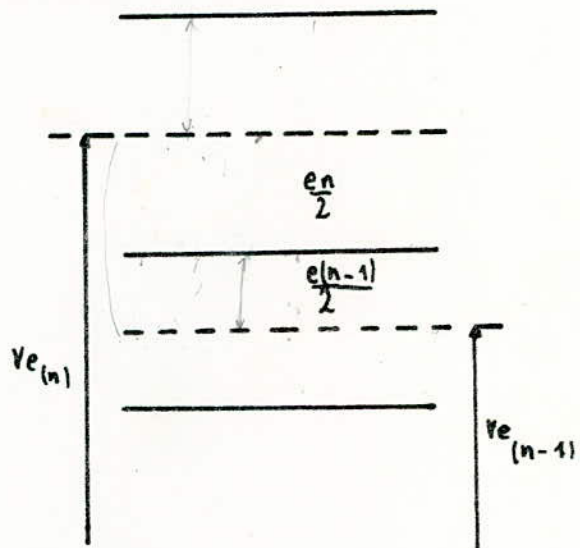
$$V_{e(n)} - \frac{V_{e(n)}}{K} = V_{e(n-1)} + \frac{V_{e(n-1)}}{K}$$

$$V_{e(n)} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = V_{e(n-1)} \left(1 + \frac{1}{K}\right)$$

$$V_{e(n-1)} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = V_{e(n-2)} \left(1 + \frac{1}{K}\right)$$

.....

$$V_{e_1} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = V_0 \left(1 + \frac{1}{K}\right)$$

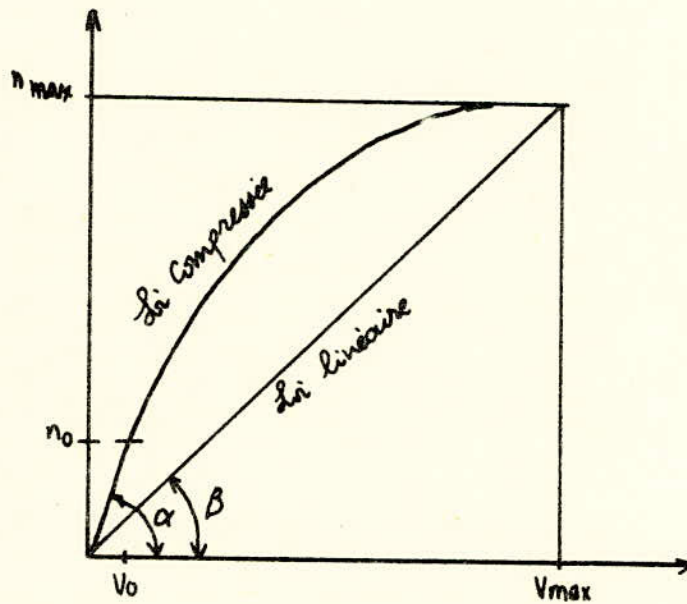
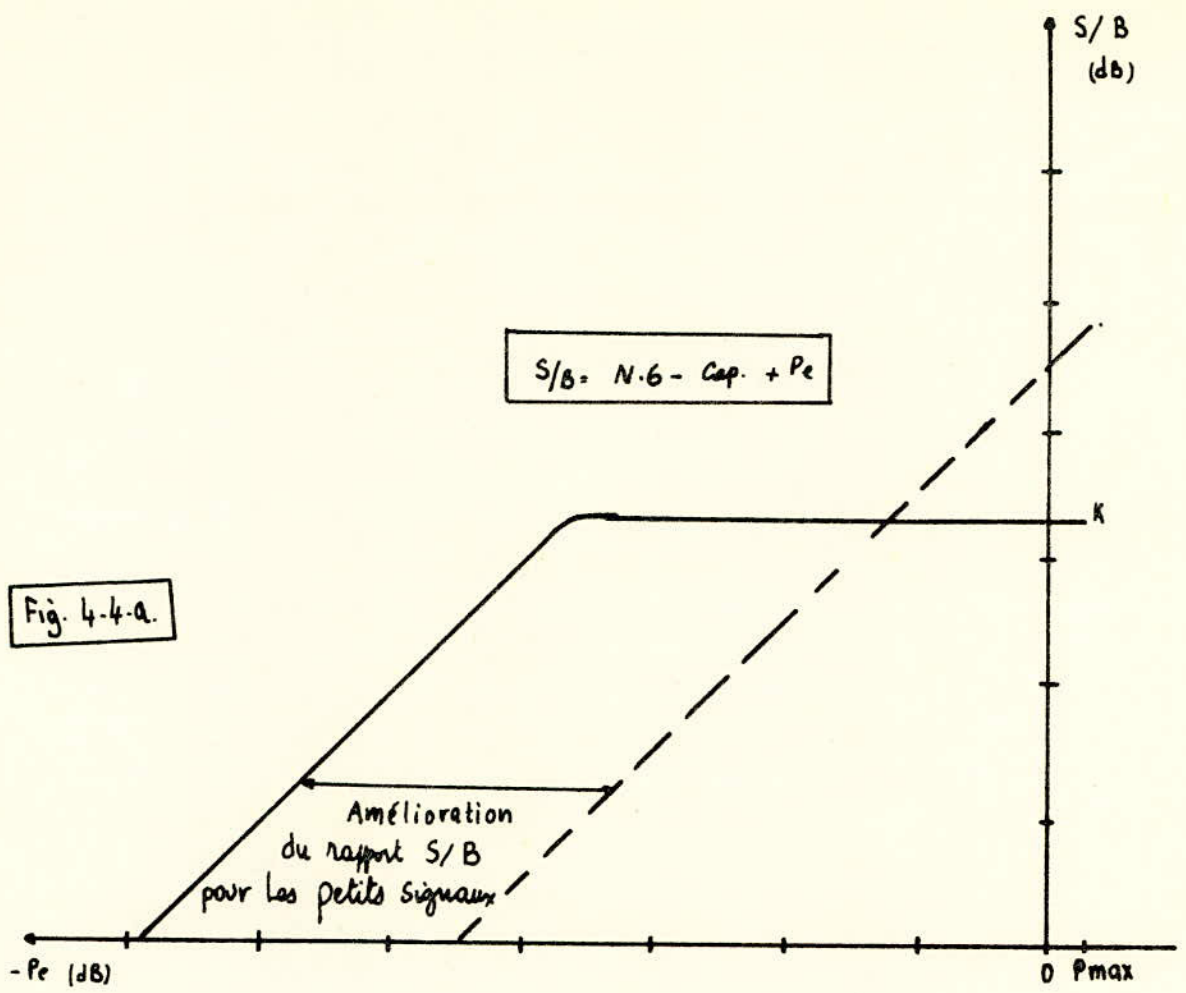


En prenant les équations deux à deux et en les multipliant membre à membre, on obtient :

$$V_{e(n)} = V_0 \left(\frac{1 + \frac{1}{K}}{1 - \frac{1}{K}} \right)^n = V_0 \left(\frac{K+1}{K-1} \right)^n \Rightarrow \eta = \frac{\ln \frac{V_e}{V_0}}{\ln \left(\frac{K+1}{K-1} \right)} \quad (I)$$

La loi de compression est une loi logarithmique.

Fig. 4-2



Le taux de compression
est donné par:

$$\tau = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta}$$

Fig. 4-4-b.

courbe montrant le Rapport S/B

fonction de la puissance d'entrée ($-P_e$)

Loi A Théorique
 $A = 87.6$

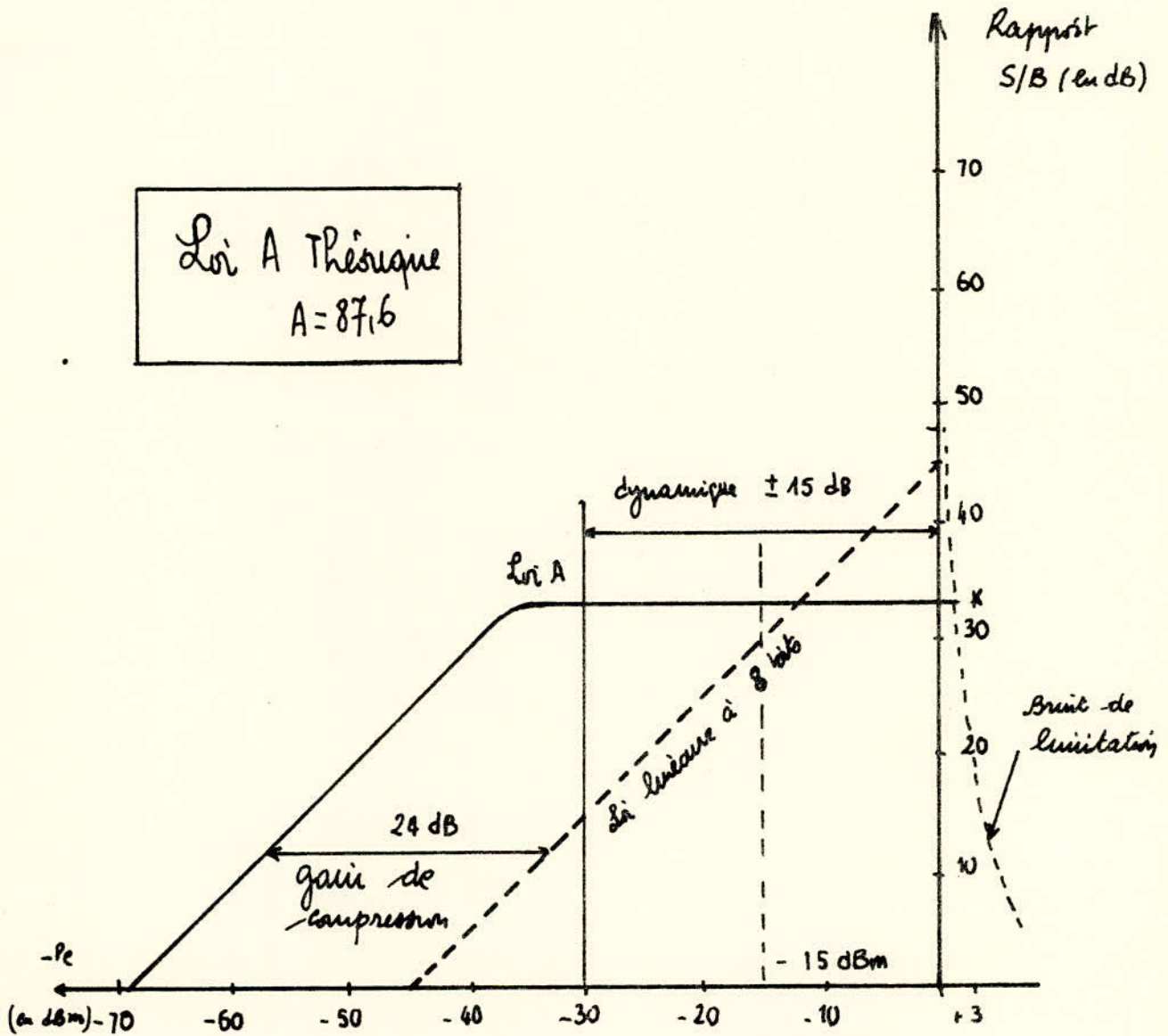


Fig. 4-6

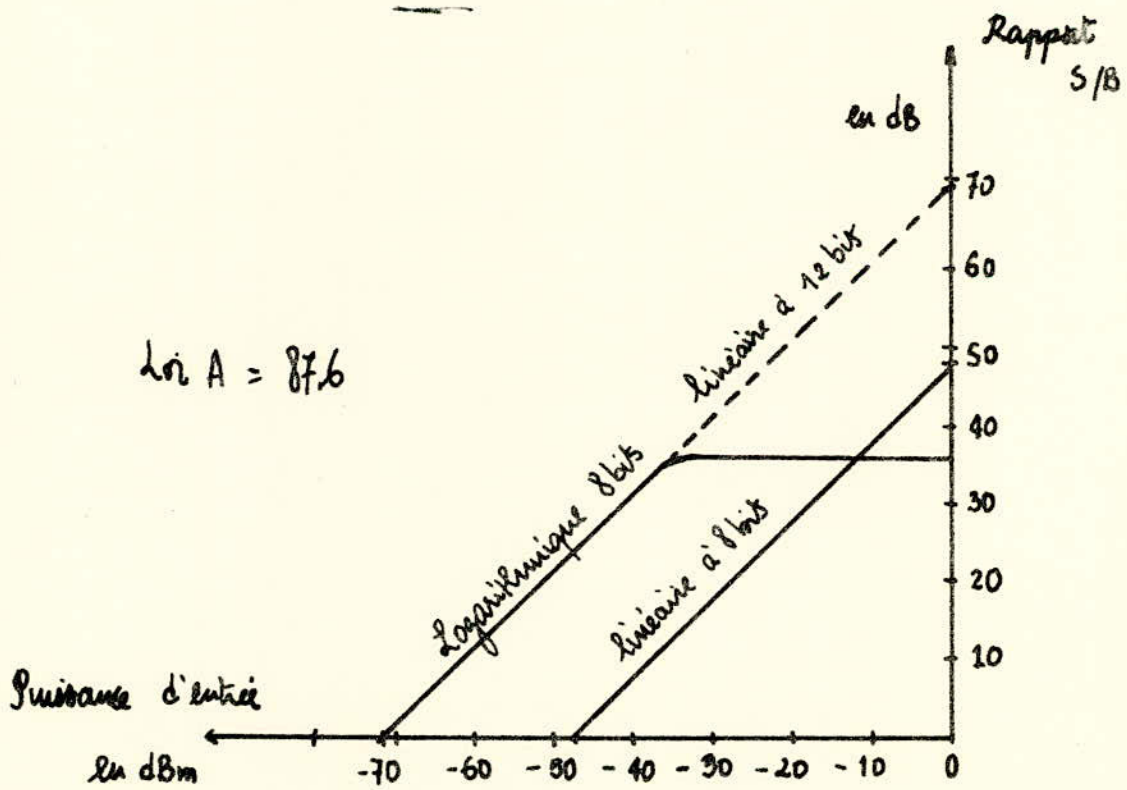
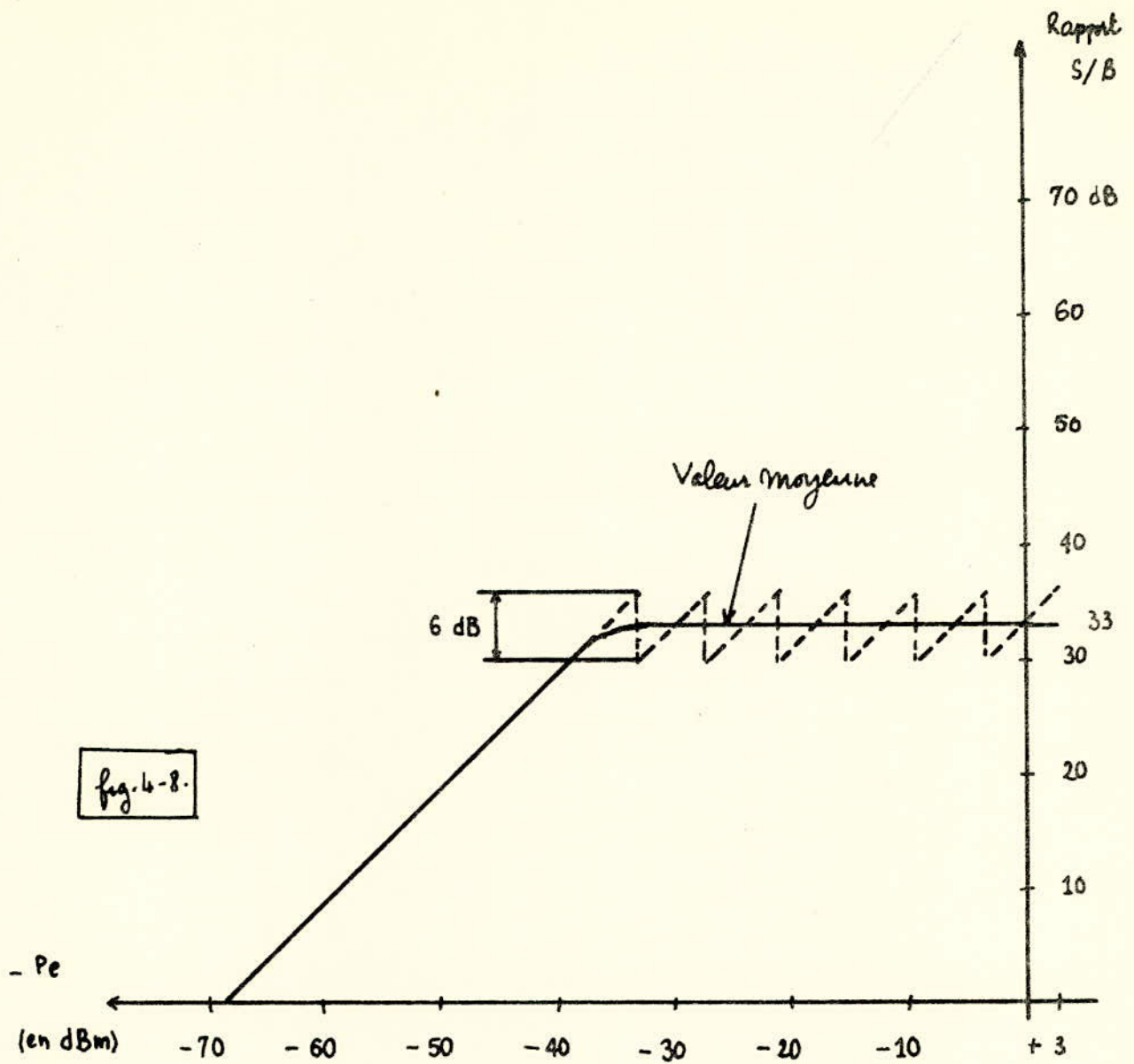


fig. 4-9

Début de l'échelle

$$k = \frac{V_0}{\frac{e_0}{2}}$$

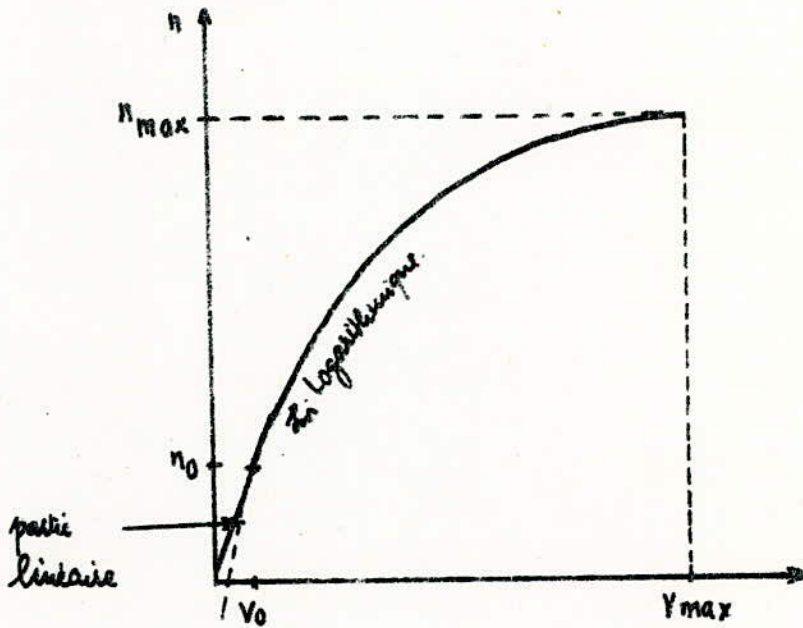
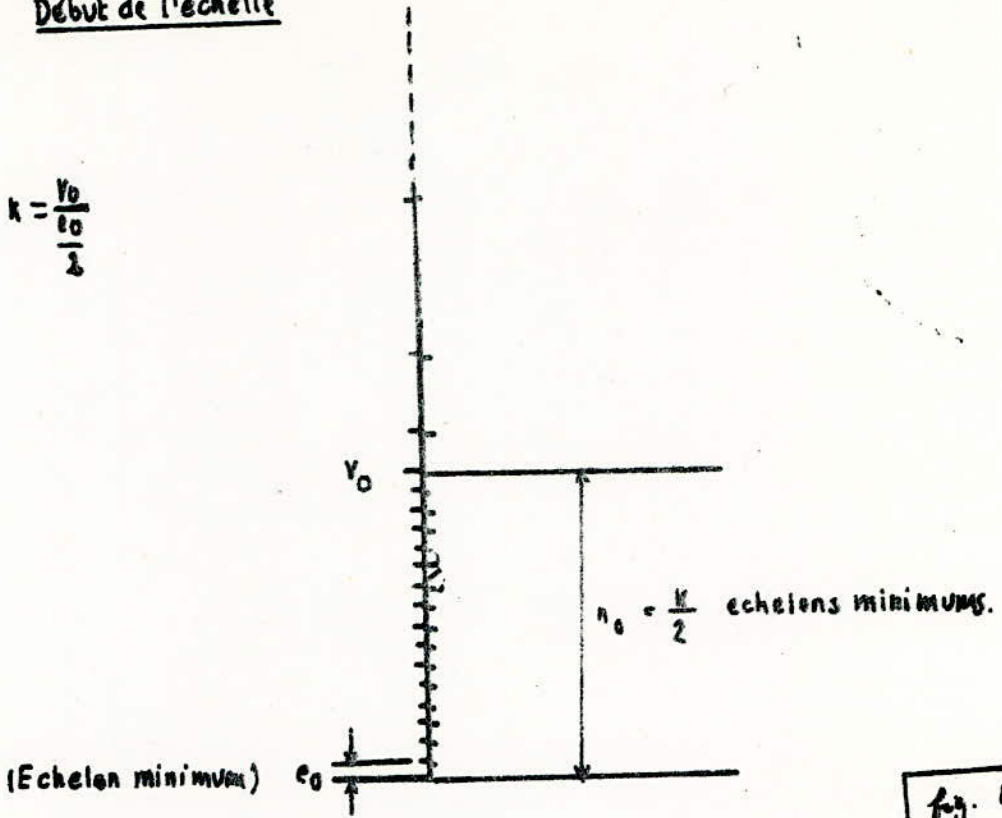
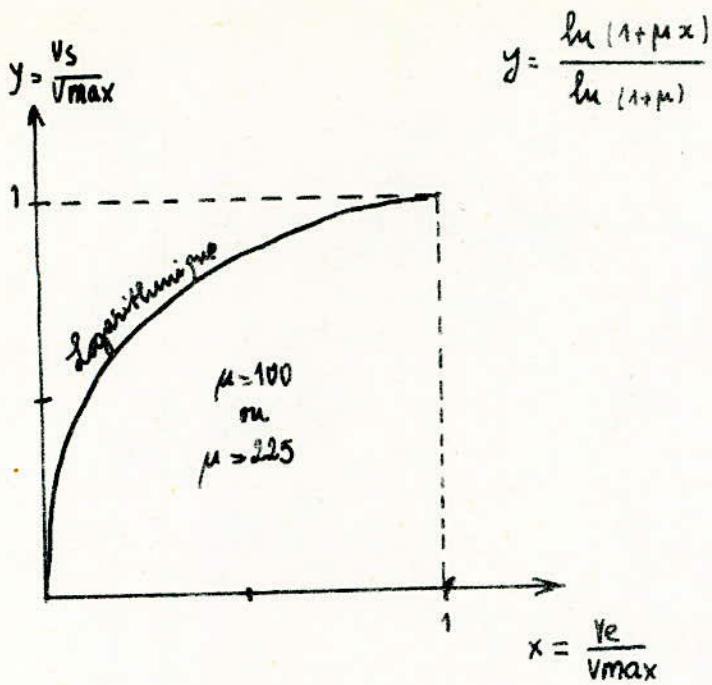


fig 4-3b



Loi Americaine

Loi Européenne (CEPT)

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} : \left(\frac{1}{A} < x < 1 \right)$$

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} : \left(0 < x < \frac{1}{A} \right)$$

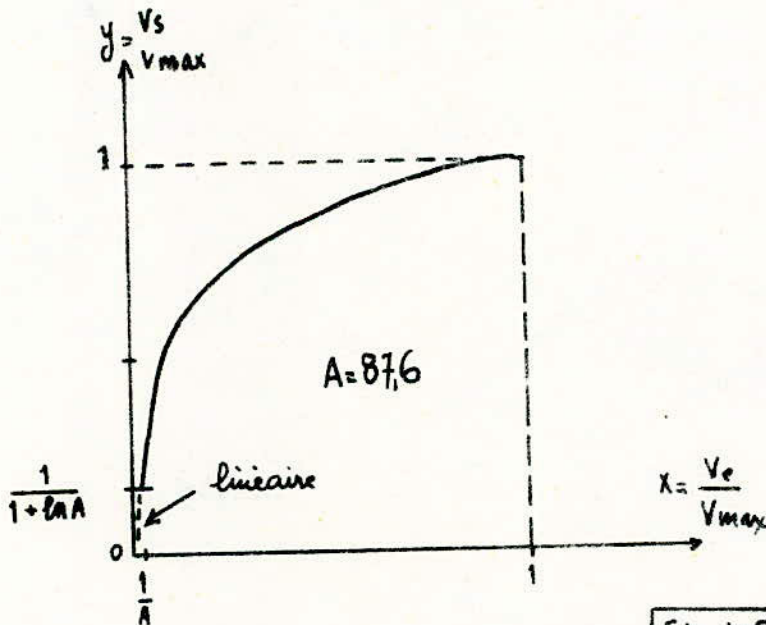
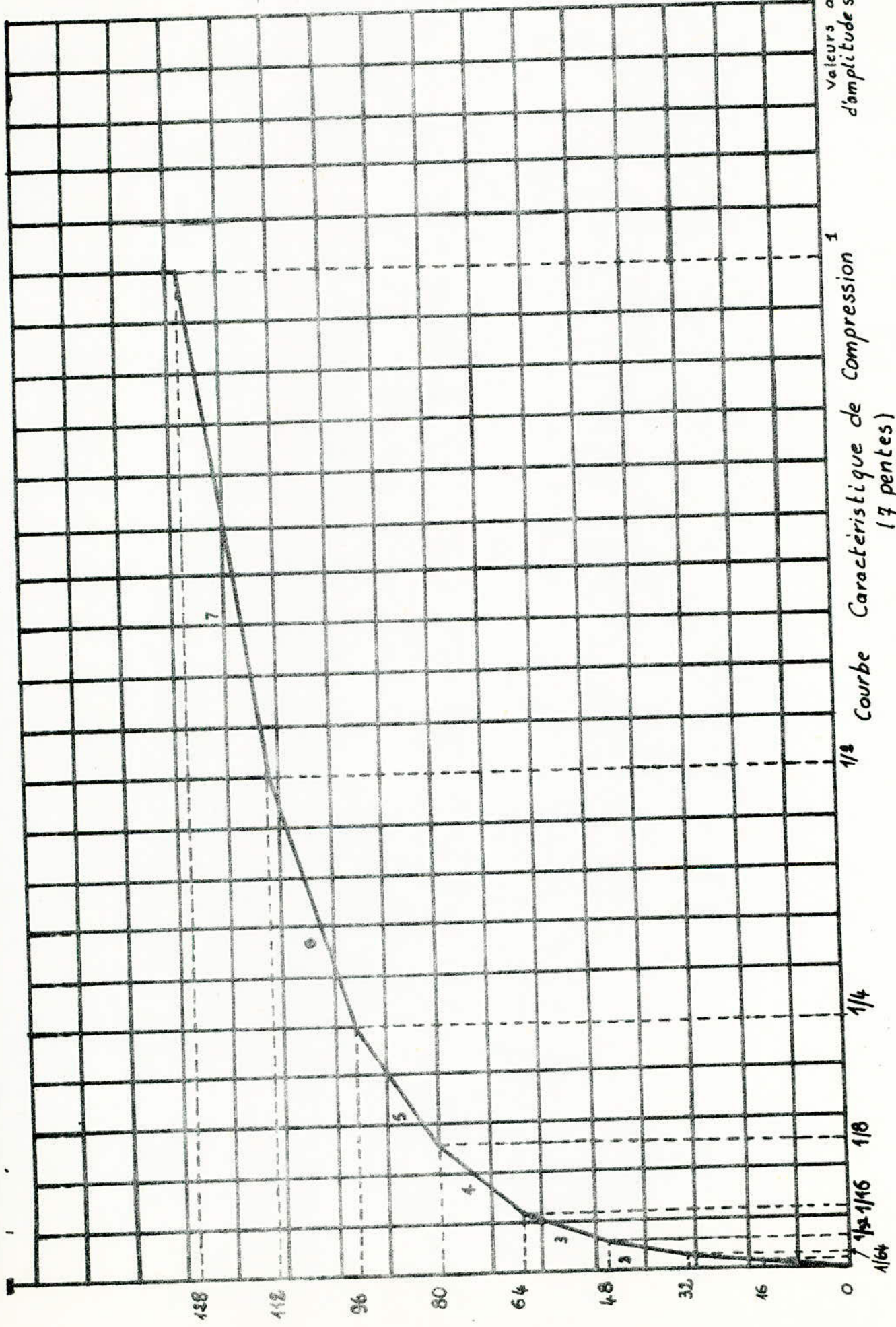


Fig. 4-7



valeurs absolues
d'amplitudes d'échantillons

1

Courbe Caractéristique de Compression
(7 pentes)

1/8

1/4

1/8

1/32 1/16

0

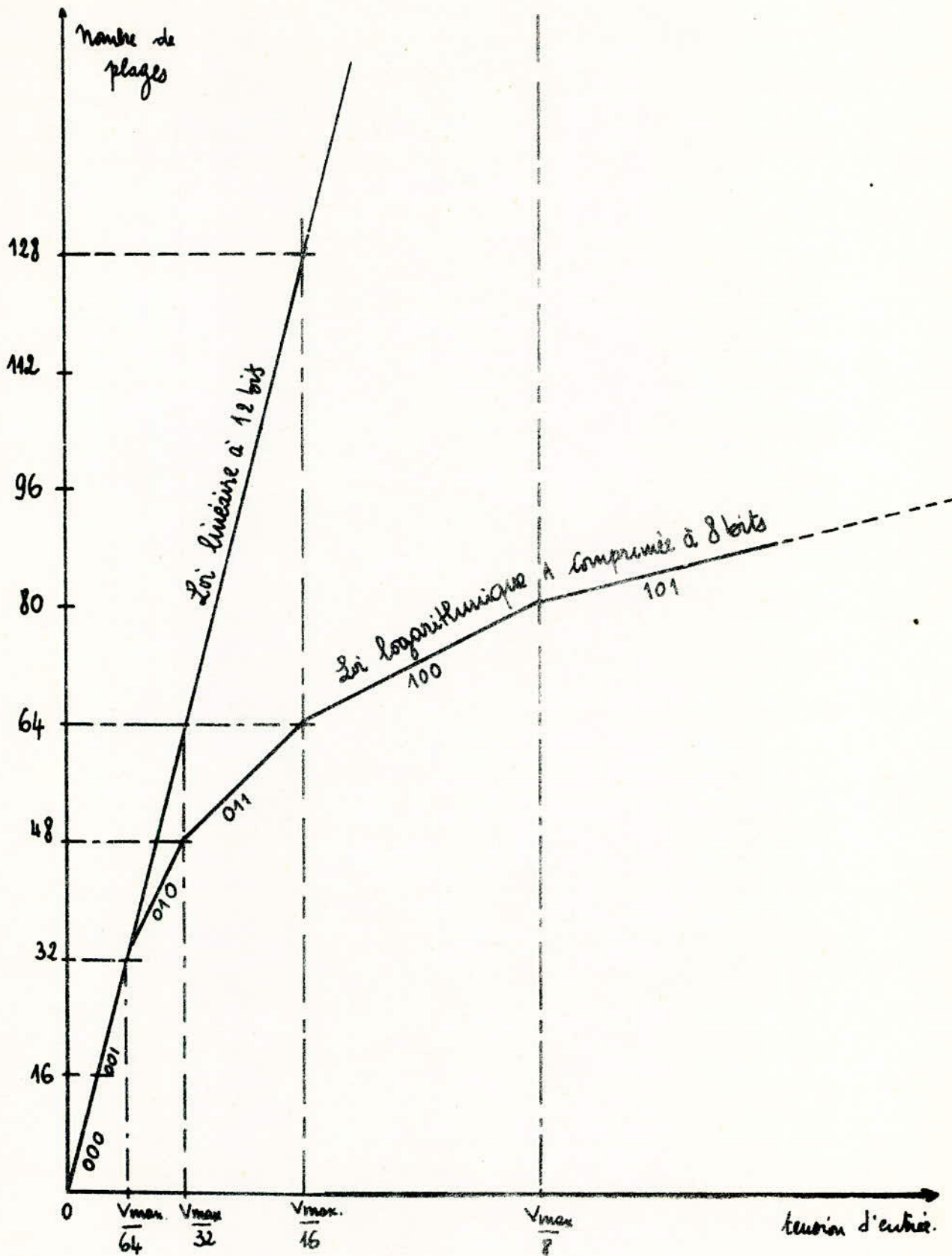


Fig 440

LE CODAGE1- Introduction au codage

Une fois que le signal est quantifié, on transmet les numéros des différentes plages occupées par le signal aux instants d'échantillonnage.

Ces numéros sont codés par des numéros binaires (c'est-à-dire des mots écrits uniquement avec des 0 et des 1).

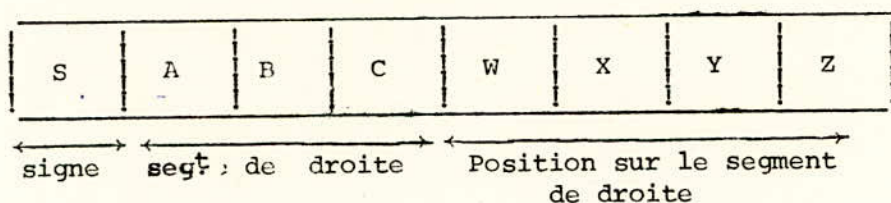
Avec N éléments binaires, on peut coder 2^N mots différents. Ainsi, il est possible de coder 2^N plages, mais il y a plusieurs façons d'associer biunivoquement ces plages à ces mots.

La méthode retenue est celle qui associe à chaque numéro de plage, le mot binaire représentant ce nombre dans ce système binaire (fig. 5-1).

Cette loi de compression (Loi A) possède 12 segments de droite contenant chacun 16 et 1 segment central contenant 64 plages, ce qui représente 256 plages.

8 éléments binaires sont donc nécessaires pour coder ces 2^8 plages.

Codage à 8 bits



Le premier bit sera le bit de signe de la tension d'entrée.

Les trois suivants indiquent le numéro du segment de droite dans lequel se trouve la plage.

Enfin, les quatre derniers indiquent la plage parmi les 16 possibles sur le segment de droite.

2- Codeurs

Il existe plusieurs types de codeurs :

- codeur logarithmique simple rampe,
- codeur double rampe,
- codeur quadruple rampe,
- codeur série programmable à résistances
- codeur série-parallèle sans maintien
- codeur A.

Nous allons étudier dans le détail le codeur à simple rampe et donner un aperçu sur le principe de fonctionnement des autres codeurs.

2-1. Codeur logarithmique simple rampe

Le schéma de ce codeur est donné par figure 5-2 (a)

La réalisation d'un tel codeur est basé sur le principe de charge quasi-instantanée d'un condensateur C par l'échantillon. Ce condensateur sera ensuite déchargé à travers une résistance R et c'est le temps que mettra le condensateur à se décharger qui sera compté par une horloge.

On va trouver à l'entrée d'un tel codeur un amplificateur suiveur qui va présenter l'échantillon sous basse impédance; on autorisera la charge du condensateur grâce à une porte de charge symbolisée par un interrupteur, mais qui sera dans la réalité un transistor à effet de champ ou une porte à diodes. Le condensateur sera déchargé dans une résistance R par l'intermédiaire d'une porte de décharge.

La tension aux bornes du condensateur V_c sera comparée grâce à un comparateur à une tension $+V_R$.

La sortie du comparateur délivrera un niveau logique qui autorisera ou non le passage d'une horloge à travers une porte logique. Cette horloge sera arrêtée lorsque la tension aux bornes du condensateur équivaudra à la tension de référence $+V_R$ du comparateur (fig. 5-2 b).

Comme il est difficile de mesurer le passage par 0 de la tension aux bornes du condensateur C, Cette tension ne deviendrait réellement nulle qu'au bout d'un laps de temps très long et très imprécis. C'est ce qui explique le choix de la tension de référence V_2 positif.

La courbe de décharge du condensateur étant en exponentielle et cela est un avantage puisque la compression doit être logarithmique. Un tel codeur effectuerait donc en même temps l'opération de compression; cela est visible sur la figure (5-3 c) ou un échantillon de V_{e2} ayant une valeur double d'un autre échantillon V_{e1} donne un nombre de périodes d'horloge p qui est inférieur au double du nombre n de périodes obtenues avec l'échantillon V_{e1} .

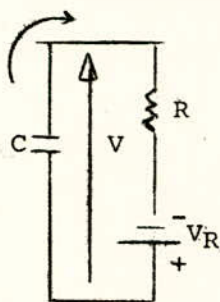
Cependant il existe une 2ème variante de ce codeur (fig. 5-3). Dans ce cas le comparateur détectait le passage par zéro de la tension aux bornes du condensateur.

Cette astuce a permis de réaliser un codeur qui suit exactement la loi $\mu = 100$

Moyennant un choix judicieux pour V_2 , on trouve que le temps de comptage t_1 est lié à la valeur de la tension d'entrée par la loi μ .

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$$

a) Loi de décharge



$$i = - \frac{dq}{dt}, \quad dq = cdv \Rightarrow i = -c \frac{dv}{dt}$$

$$Ri = V_R + v = -RC \frac{dv}{dt} \Rightarrow \int - \frac{dt}{RC} = \int \frac{dv}{V_R + v}$$

$$\Rightarrow - \frac{t}{RC} = \ln \left| \frac{V_R + v}{K} \right|$$

$$\Rightarrow e^{-t/RC} = \frac{V_R + v}{K} \Rightarrow v = -V_R + K e^{-t/RC}$$

$$\text{à } t = 0, \quad v = V_e \text{ et } K = V_R + V_e \Rightarrow \boxed{v = -V_R + (V_R + V_e) e^{-t/RC}}$$

b) Loi de décharge suivant la loi μ

$$v = -V_R + (V_R + V_e) e^{-t/RC}$$

$$\text{à } t_1 \text{ on a } v = 0 \quad \text{d'où } \frac{V_e}{V_e + V_R} = e^{-t_1/RC}$$

$$\text{soit } t_1 = RC \ln \left| \frac{V_e + V_R}{V_R} \right|$$

$$V_{e\max} = V_{\max} \quad \text{d'où : } t_1 = RC \ln \left(1 + \frac{V_e}{V_R}, \frac{V_{\max}}{V_{\max}} \right)$$

$$t_1 = RC \ln \left| 1 + \mu \frac{V_e}{V_{\max}} \right| \quad \text{en posant } \mu = \frac{V_{\max}}{V_R}$$

$$t_{\max} = RC \ln \left| 1 + \mu \right| \quad \text{et on posant } \frac{V_e}{V_{\max}} = x$$

$$\text{on en déduit alors : } y = \frac{t_1}{t_{\max}} = \frac{RC \ln \left| 1 + \mu x \right|}{RC \ln \left| 1 + \mu \right|}$$

on trouve finalement :

$$y = \frac{\ln \left| 1 + \mu x \right|}{\ln \left| 1 + \mu \right|} \quad \text{avec } \mu = \frac{V_{\max}}{V_R}$$

c) Inconvénients de ce type de codeur à simple rampe

La loi de décharge est liée à C.

- toute variation dans le temps de la valeur de la capacité du condensateur se traduira par une perte de la qualité de ce codeur,

- si un tel codeur doit coder N voies, il dispose de T_e (temps d'échantillonnage) pour exécuter le codage de toutes les voies.

2-2. Codeur double rampe

Le codage double rampe a pour but de fournir un nombre de périodes d'horloge invariable malgré une légère variation dans le temps de la valeur du condensateur et ce pour un échantillon.

Comme il est difficile de mesurer le passage par 0 de la tension aux bornes du condensateur C, Cette tension ne deviendrait réellement nulle qu'au bout d'un laps de temps très long et très imprécis. C'est ce qui explique le choix de la tension de référence V_2 positif.

La courbe de décharge du condensateur étant en exponentielle et cela est un avantage puisque la compression doit être logarithmique. Un tel codeur effectuerait donc en même temps l'opération de compression; cela est visible sur la figure (5-3 c) ou un échantillon de V_{e2} ayant une valeur double d'un autre échantillon V_{e1} donne un nombre de périodes d'horloge p qui est inférieur au double du nombre n de périodes obtenues avec l'échantillon V_{e1} .

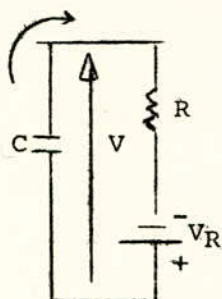
Cependant il existe une 2ème variante de ce codeur (fig. 5-3). Dans ce cas le comparateur détectait le passage par zéro de la tension aux bornes du condensateur.

Cette astuce a permis de réaliser un codeur qui suit exactement la loi $\mu = 100$

Moyennant un choix judicieux pour V_2 , on trouve que le temps de comptage t_1 est lié à la valeur de la tension d'entrée par la loi μ .

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$$

a) Loi de décharge



$$i = - \frac{dq}{dt}, \quad dq = cdv \Rightarrow i = -c \frac{dv}{dt}$$

$$Ri = V_r + v = -RC \frac{dv}{dt} \Rightarrow \int - \frac{dt}{RC} = \int \frac{dv}{V_r + v}$$

$$\Rightarrow - \frac{t}{RC} = \ln \left| \frac{V_r + v}{K} \right|$$

$$\Rightarrow e^{-t/RC} = \frac{V_r + v}{K} \Rightarrow v = -V_r + K e^{-t/RC}$$

$$\text{à } t = 0, \quad v = V_e \text{ et } K = V_r + V_e \Rightarrow v = -V_r + (V_r + V_e) e^{-t/RC}$$

b) Loi de décharge suivant la loi μ

$$v = -V_r + (V_r + V_e) e^{-t/RC}$$

$$\text{à } t_1 \text{ on a } v = 0 \quad \text{d'où } \frac{V_e}{V_e + V_r} = e^{-t_1/RC}$$

$$\text{soit } t_1 = RC \ln \left| \frac{V_e + V_r}{V_r} \right|$$

$$V_{e\max} = V_{\max} \quad \text{d'où : } t_1 = RC \ln \left(1 + \frac{V_e}{V_r}, \frac{V_{\max}}{V_{\max}} \right)$$

$$t_1 = RC \ln \left| 1 + \mu \frac{V_e}{V_{\max}} \right| \quad \text{en posant } \mu = \frac{V_{\max}}{V_r}$$

$$t_{\max} = RC \ln \left| 1 + \mu \right| \quad \text{et on posant } \frac{V_e}{V_{\max}} = x$$

$$\text{on en déduit alors : } y = \frac{t_1}{t_{\max}} = \frac{RC \ln \left| 1 + \mu x \right|}{RC \ln \left| 1 + \mu \right|}$$

on trouve finalement :

$$y = \frac{\ln \left| 1 + \mu x \right|}{\ln \left| 1 + \mu \right|} \quad \text{avec } \mu = \frac{V_{\max}}{V_r}$$

c) Inconvénients de ce type de codeur à simple rampe

La loi de décharge est liée à C.

- toute variation dans le temps de la valeur de la capacité du condensateur se traduira par une perte de la qualité de ce codeur,

- si un tel codeur doit coder N voies, il dispose de T_e (temps d'échantillonnage) pour exécuter le codage de toutes les voies.

2-2. Codeur double rampe

Le codage double rampe a pour but de fournir un nombre de périodes d'horloge invariable malgré une légère variation dans le temps de la valeur du condensateur et ce pour un échantillon.

C'est le codeur par excellence que l'on trouve sur la quasi totalité des voltmètres numériques. fig. 5-4.

2-3. Codeur quadruple rampe

la mesure

Le codage quadruple rampe consiste à effectuer ^{en} deux temps. Un tel codeur étant ~~linéaire~~, il faudra donc coder la voie téléphonique à 12 bits dont 2^{12} niveaux à quantifier. Soit 4096 échelons. Il est donc possible de décomposer cette mesure en deux temps :

- au premier temps, après avoir partagé l'échelle de quantification en 64 échelons, on recherche sur quel échelon l'échantillon se trouve. Cela représente un codage à 6 bits,
- au deuxième temps, après avoir partagé chaque échelon précédent en 64 échelons, on recherche à quel échelon minimum correspond l'échantillon.

On a bien effectué dans ces conditions un codage à $6+6 = 12$ bits.

Pour réaliser chacune des opérations de codage, on utilise un codeur à double rampe. fig. 5-5.

2-4. Codeur série programmable à résistances

Les codeurs précédents étaient tous basés sur la mesure du temps de décharge d'une capacité, d'où le nom de codeur de comptage.

Le codeur potentiométrique ou codage à résistances consiste à comparer la tension de l'échantillon à une succession de tensions de références de différentes valeurs obtenues grâce à un jeu de résistances calibrées. fig. 5-6.

Ce type de codeur présente toutefois un inconvénient majeur : celui d'avoir 8 opérations à effectuer les unes après les autres. Il faut pour cela que la valeur de l'échantillon soit maintenue pendant toutes les opérations de comparaison par une mémoire analogique. Or une mémoire analogique est relativement complexe à réaliser.

2-5. Codeur série-parallèle sans maintien

Ce type de codeur permet d'effectuer le codage à ^{bits} ~~N~~ en une seule opération, grâce à un ensemble de 2^N comparateurs. fig 5-7.

Dans ce type de codeur, c'est le nombre élevé de comparateur qui limite son application; on le rencontre toutefois pour coder des systèmes à 3 ou 4 bits car dans ce cas là le nombre de comparateurs reste raisonnable.

Un compris semi-parallèle, aura un nombre restreint de comparateurs et du fait du nombre réduit d'opérations à exécuter, pourra donc s'accomoder de l'échantillonnage naturel pas de mémoire analogique.

2-6. Codeurs Δ

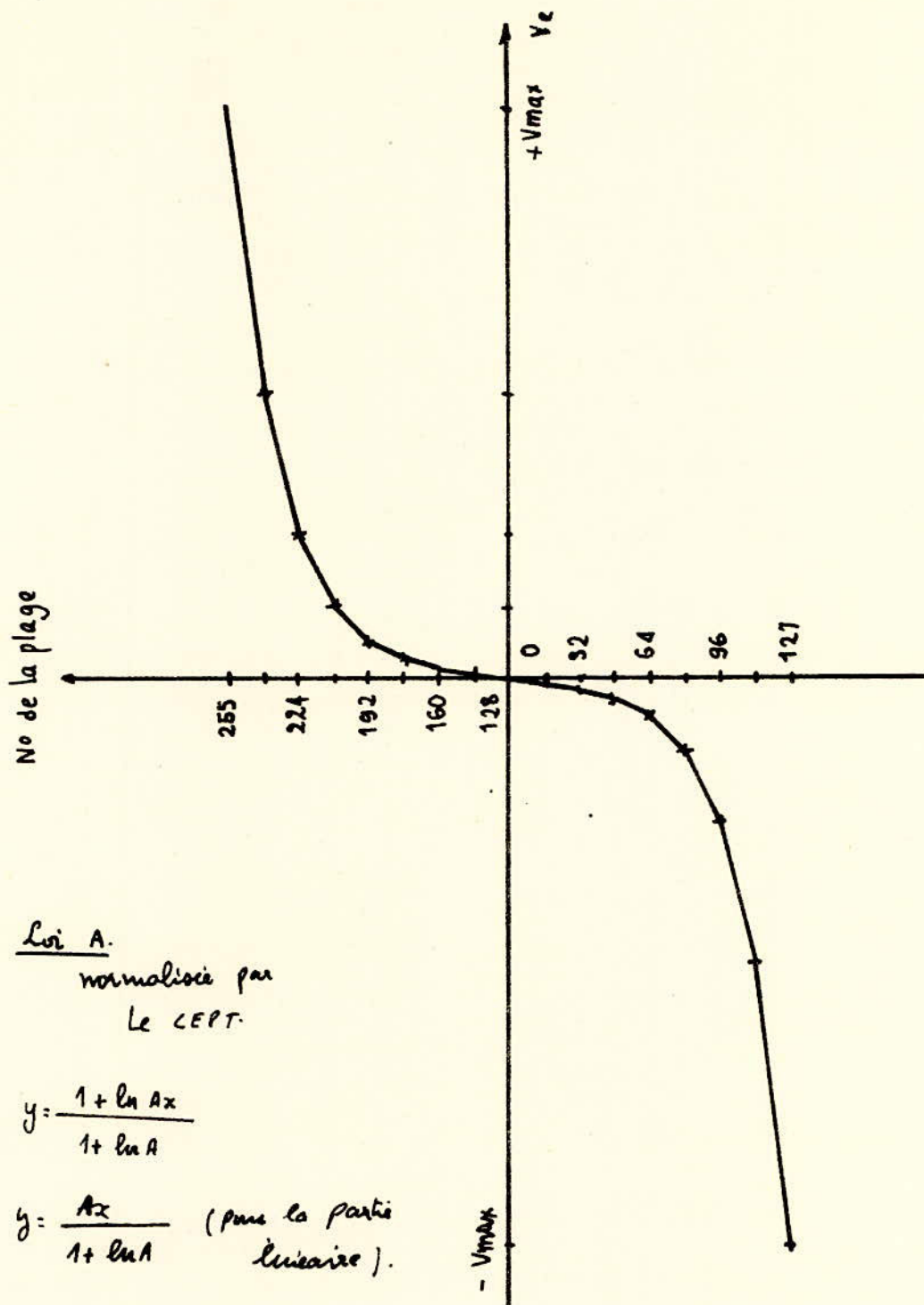
Le codage consiste à comparer l'échantillon à coder à l'échantillon précédent. Il effectue ce que l'on appelle au codage différentiel.

Si l'échantillon est plus grand que le précédent, on émet 1 sur "1" sinon on émet un zéro, la voie téléphonique est ainsi codée avec un seul bit.

Pour pouvoir ~~suivre~~ les montées et les descentes rapides du signal, il faut échantillonner beaucoup plus vite que dans un système MIC classique.

Pour restituer une voie téléphonique codée Δ , il suffit d'un réseau intégrateur.

L'inconvénient, pour la constitution d'un codeur Δ est de pouvoir disposer, pour coder un échantillon, de la valeur de l'échantillon précédent. (fig. 5-8)



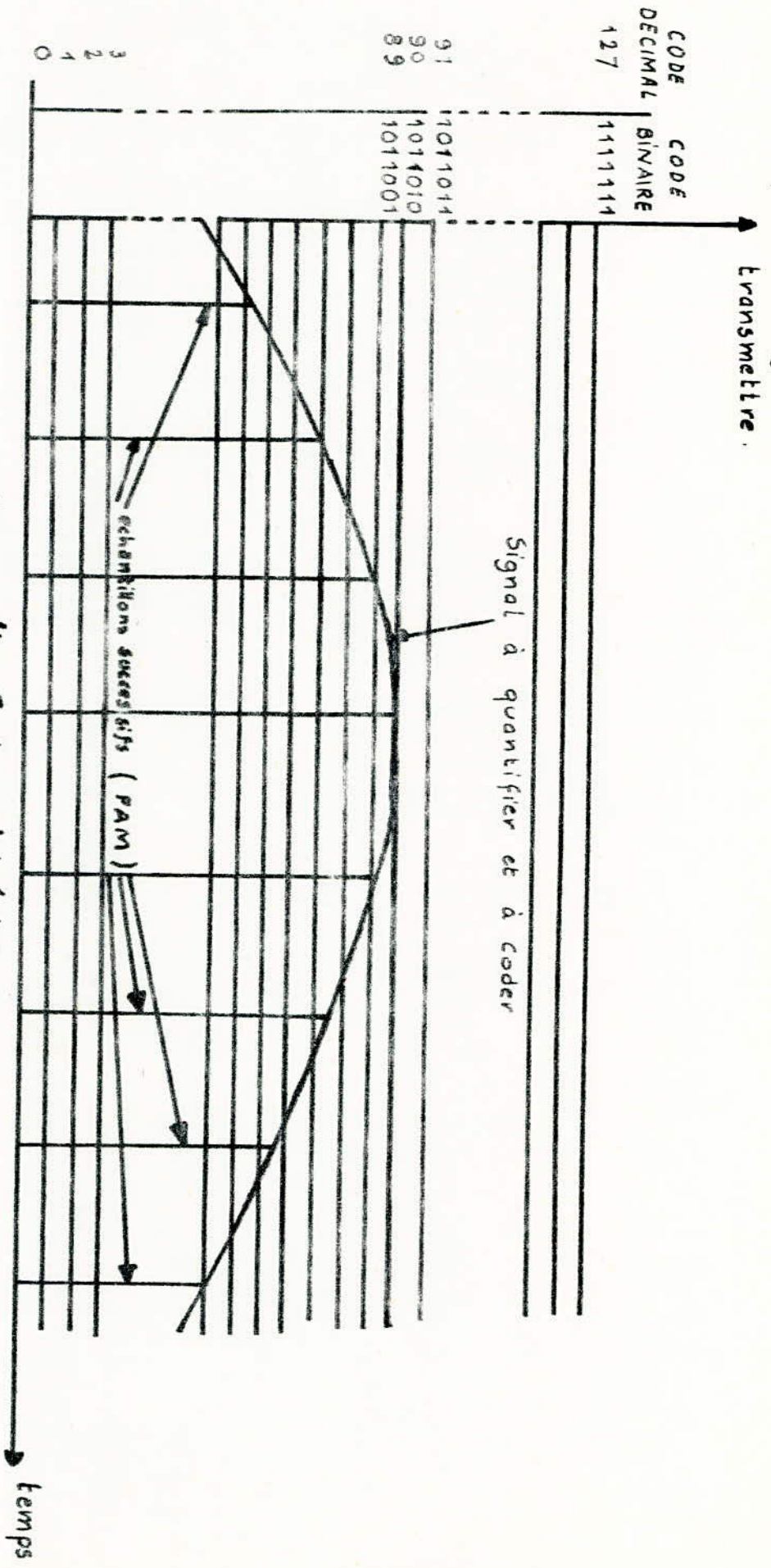
Loi A.

normalisée par
Le CEPT.

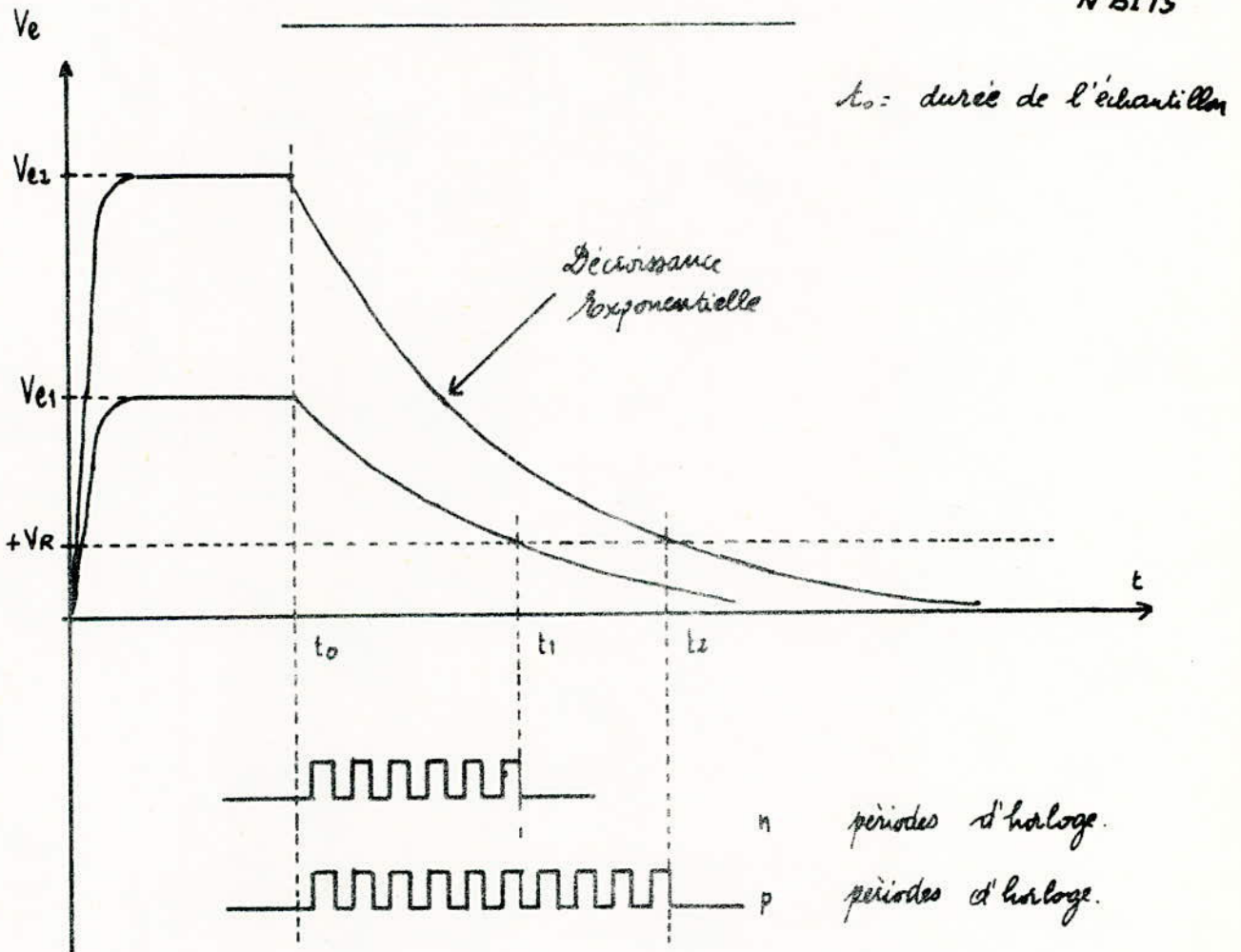
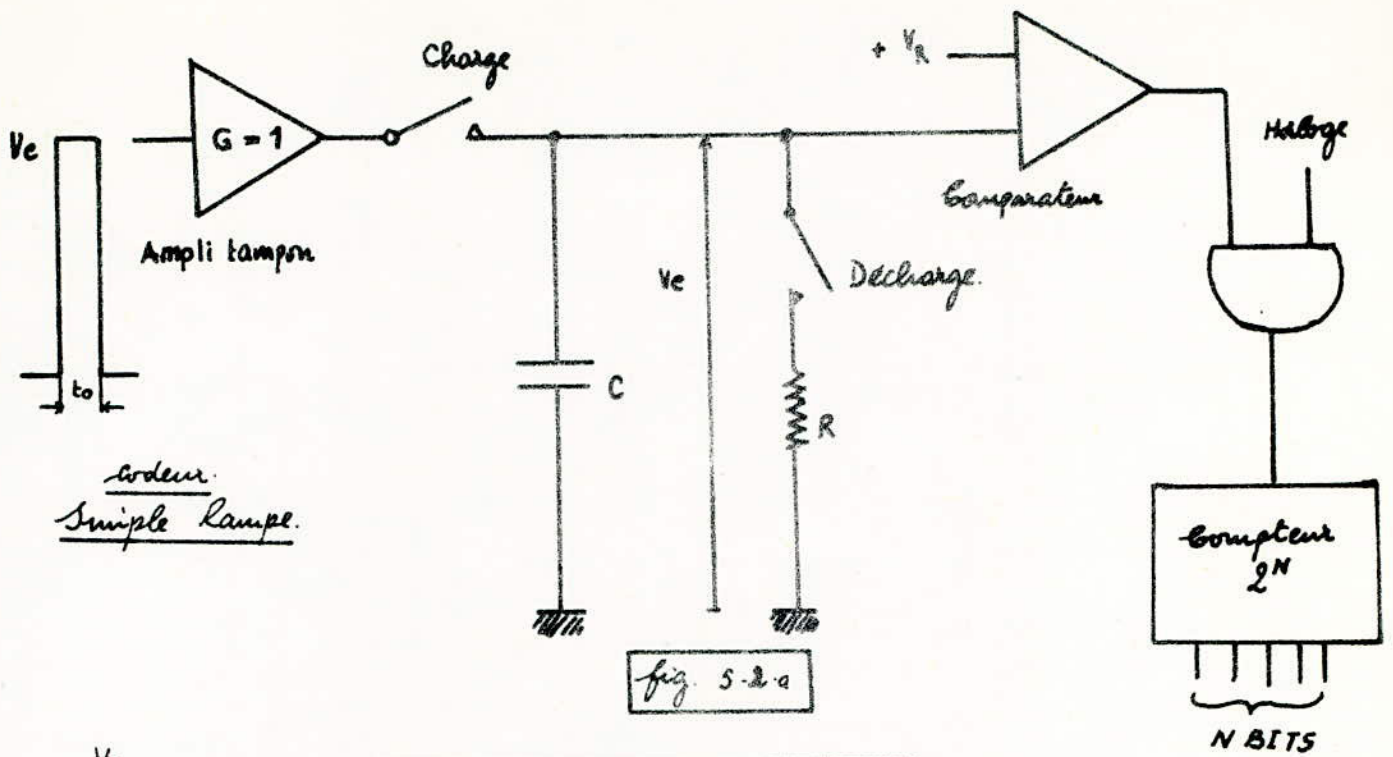
$$\left\{ \begin{array}{l} y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} \\ y = \frac{Ax}{1 + \ln A} \quad (\text{pour la partie linéaire}). \end{array} \right.$$

Fig. 5-1

Amplitude du signal à transmettre.



Principe d'un Codage Linéaire



Codeur Simple Rampe.

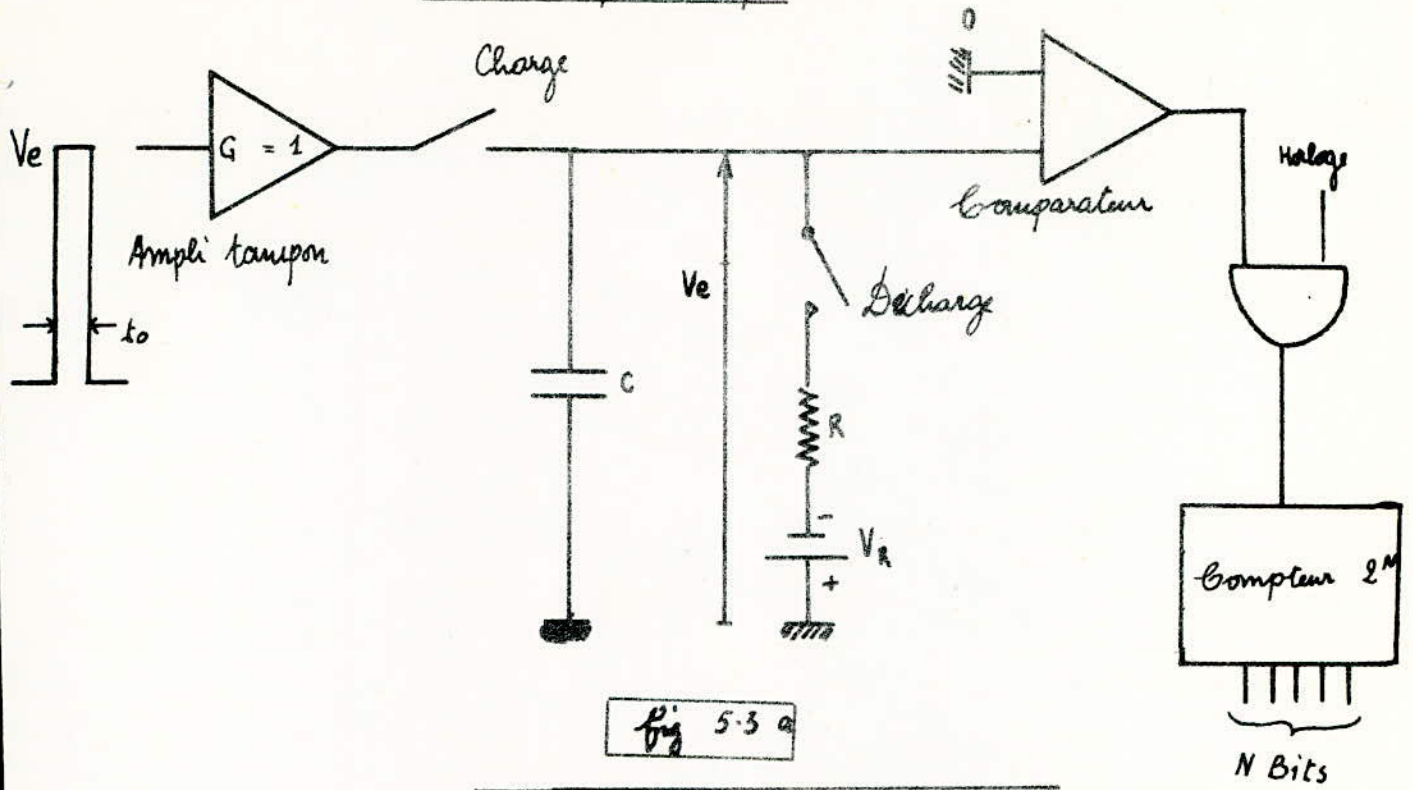
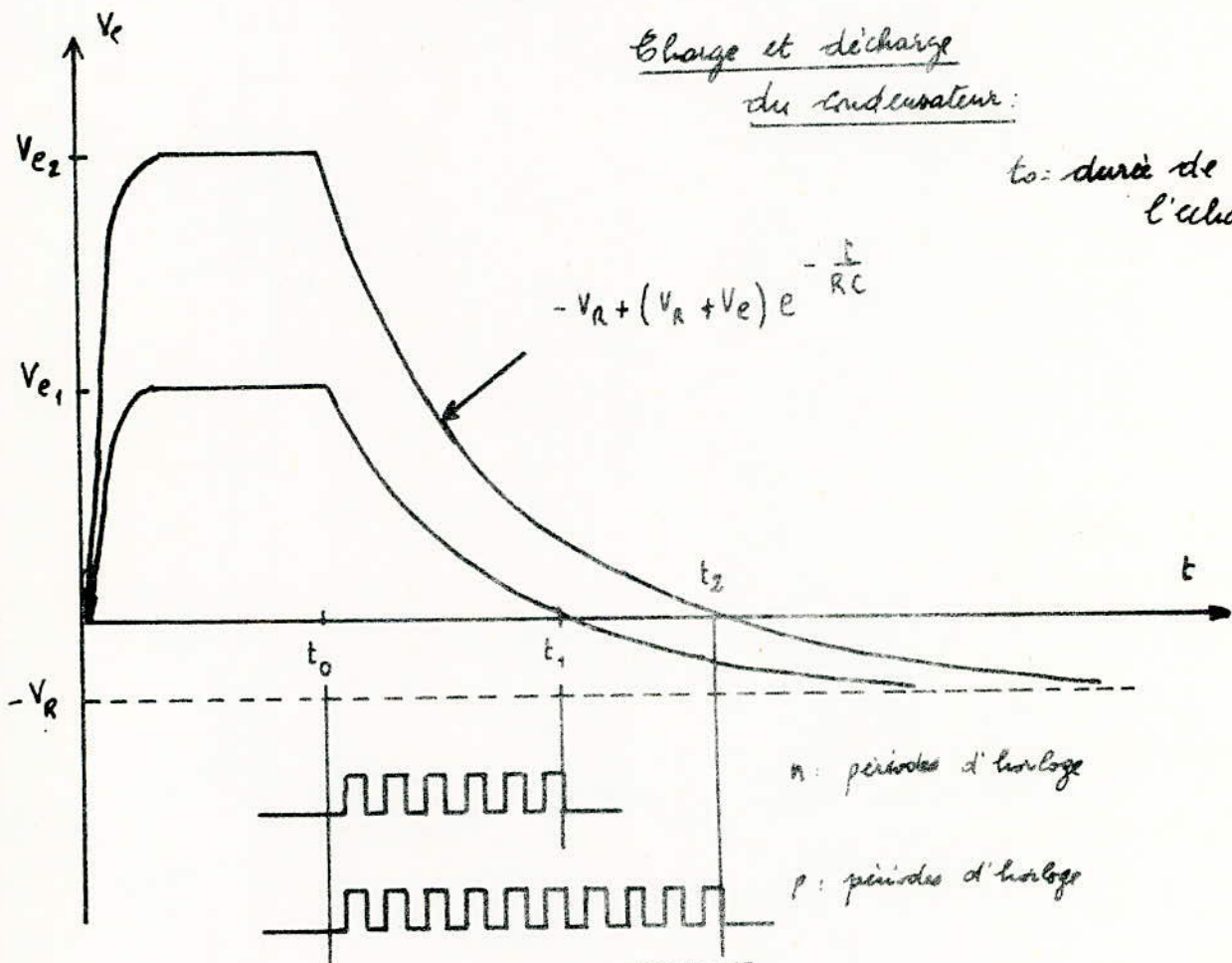


fig 5-3 a

Charge et décharge du condensateur:



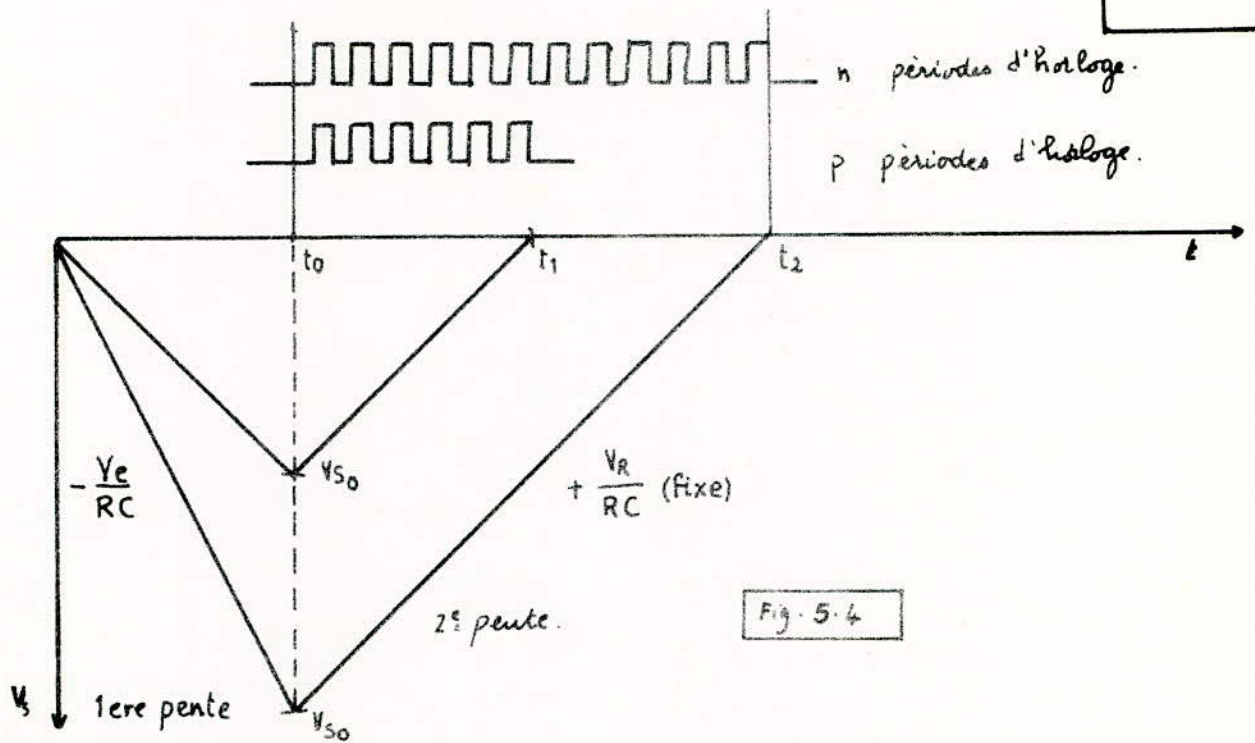
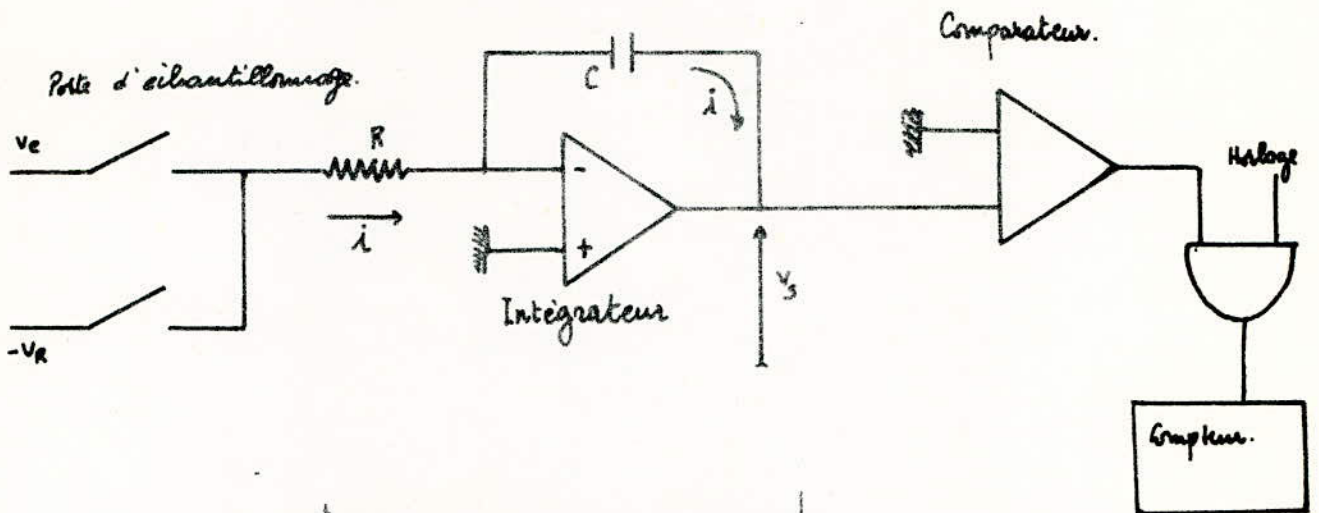
t_0 : durée de l'échantillon.

n : période d'horloge

p : période d'horloge

fig 5-3 b

Codeur Double - Lampe



1) Charge linéaire du condensateur C: L'entrée du comparateur est assimilée à une masse virtuelle.
 $i = \frac{V_e}{R} = \frac{dq}{dt} = -c dv_s \Rightarrow \frac{V_e}{R} = -c \frac{dv_s}{dt} \Rightarrow dv_s = -\frac{V_e}{R} dt \Rightarrow V_s = \int_0^{t_0} -\frac{V_e}{R} dt$
 $V_s = -\frac{V_e}{R} t_0$ à $t = t_0$ on a: $V_s = V_{s0} = -\frac{V_e}{R} t_0$

on voit que la charge linéaire en fonction du temps.

2) Relation entre le temps de comptage et la valeur de l'échantillon:

la décharge est de la forme: $dv_s = \int_{t_0}^{t_1} +\frac{V_R}{R} dt \Rightarrow V_s = +\frac{V_R}{R} t_1 - V_{s0}$
 $V_s = +\frac{V_R}{R} t_1 - (-\frac{V_e}{R} t_0)$ à t_1 on a $V_s = 0$ d'où:

$\frac{V_R}{R} t_1 + \frac{V_e}{R} t_0 = 0$ d'où: $t_1 = \frac{V_e}{-V_R} \cdot t_0$

Codeur Quadruple Lampe

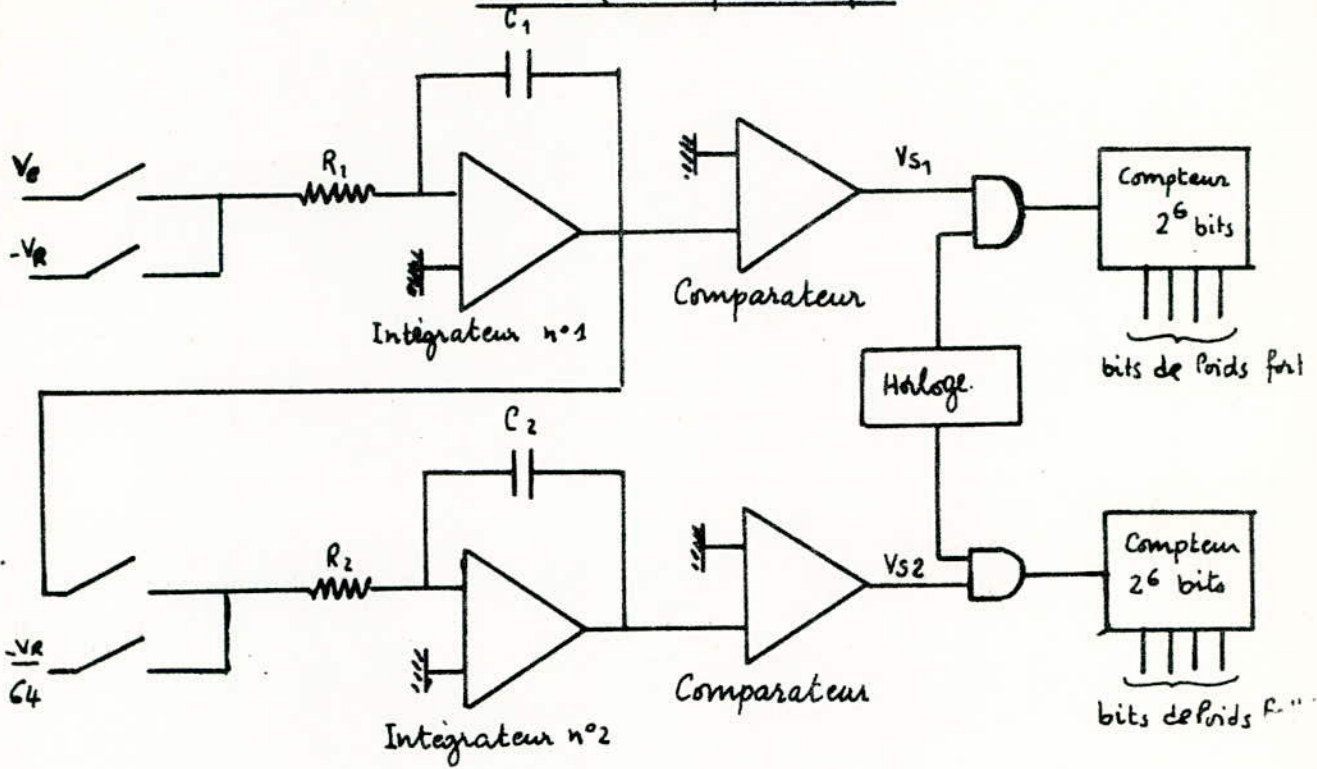
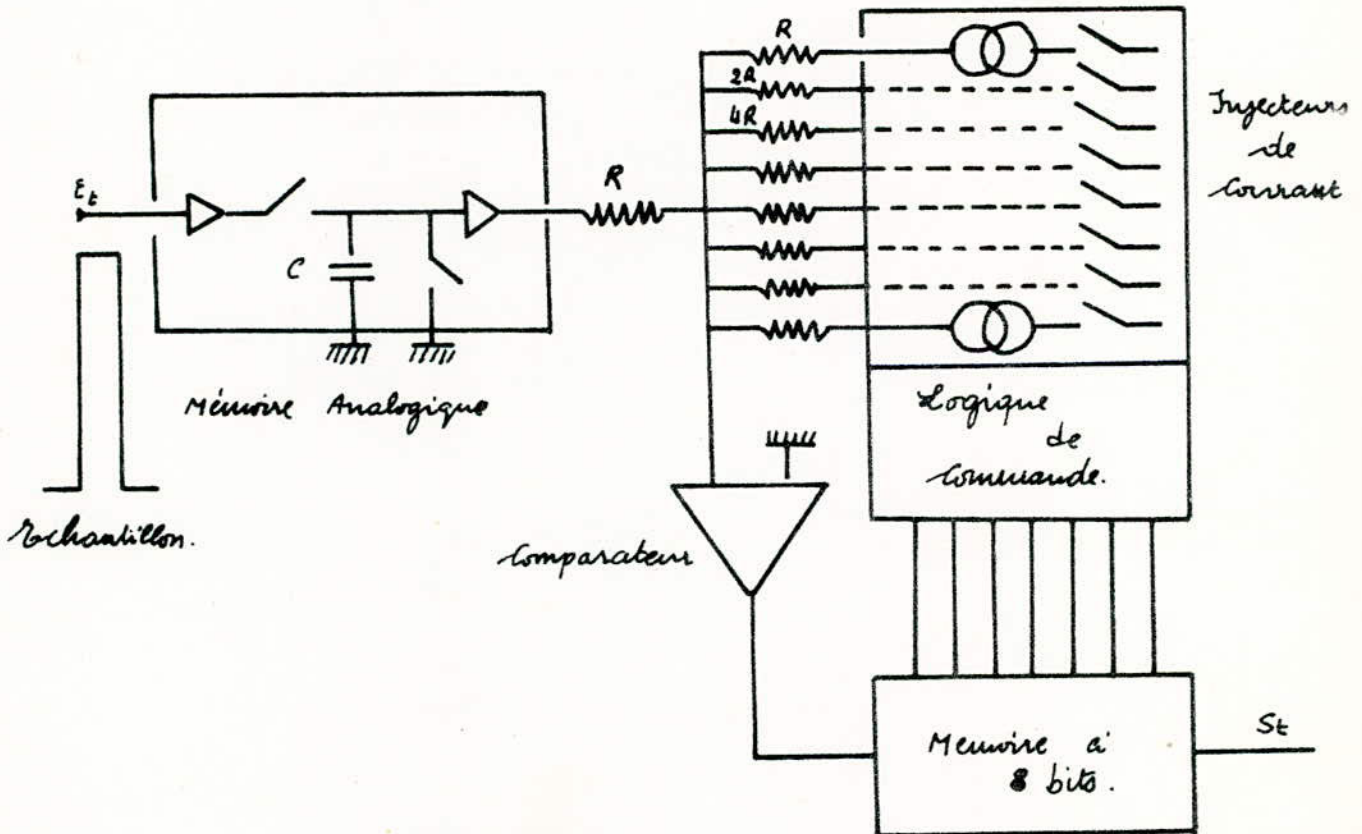


Fig 5-5



Codeur Série Programmable à Résistances.

Fig. 5-6

Codeur Série / Parallèle

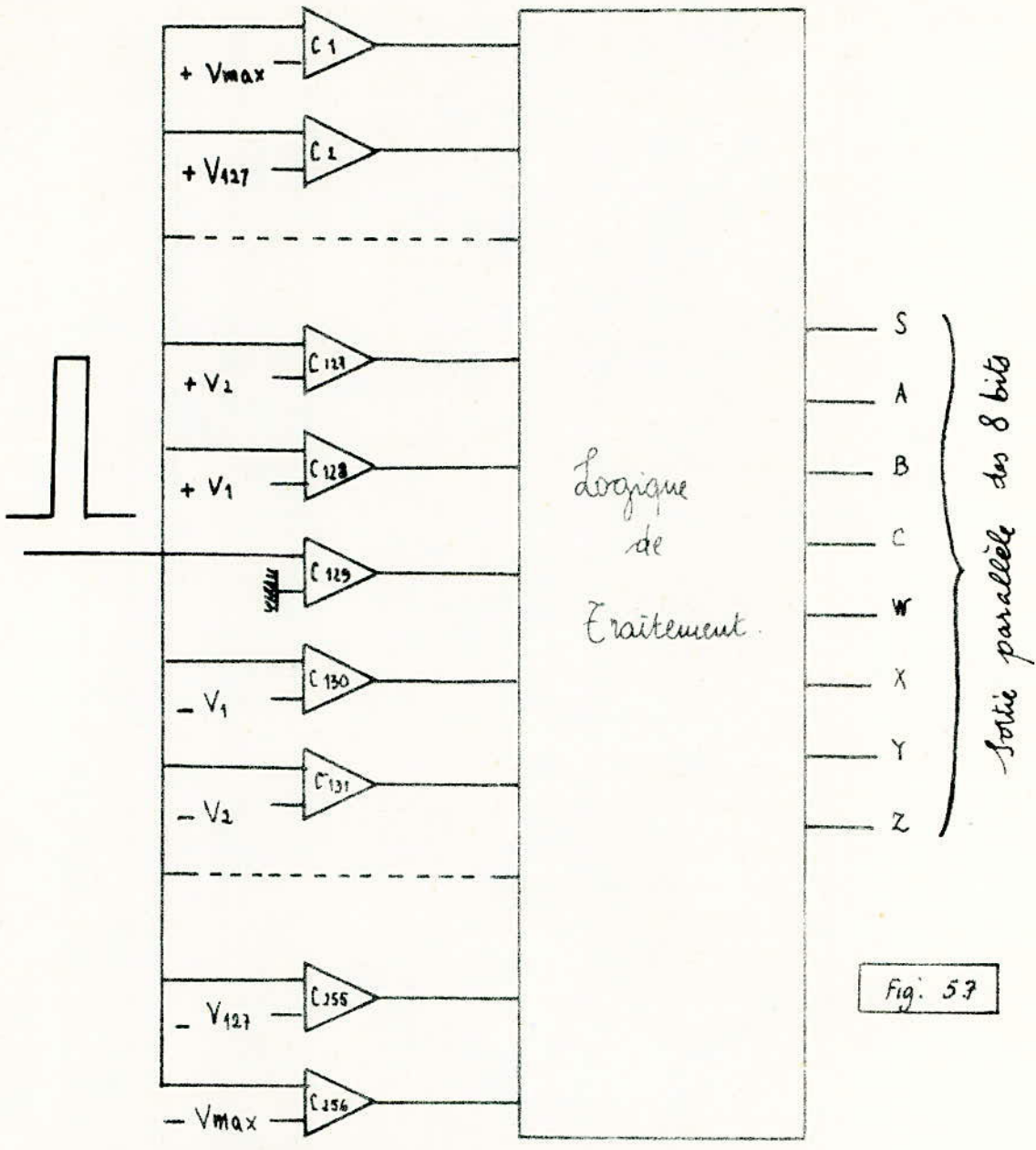


Fig. 57

Codeur Δ .

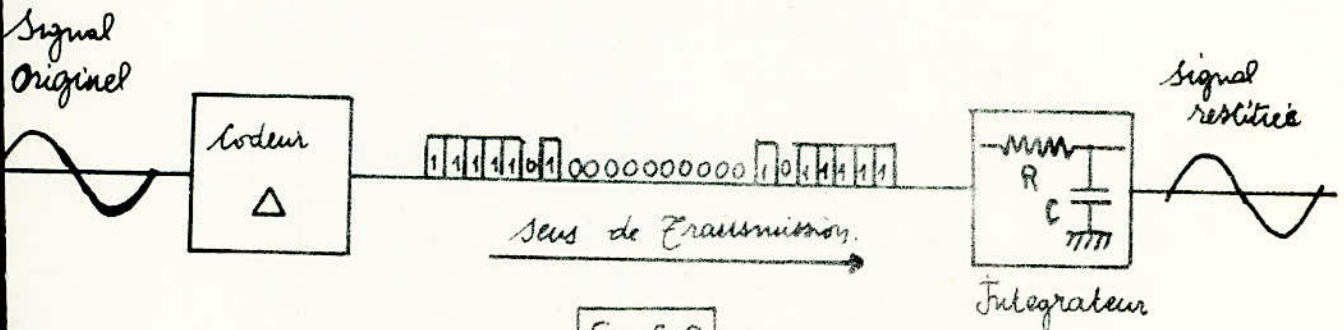


Fig 5-8

CHAPITRE VI

LE MULTIPLEXAGE NUMERIQUE

6-1. Introduction au multiplexage

C'est une méthode très économique de transmission des conversations téléphoniques à des distances très longues. Les canaux individuels peuvent être comprimés les uns contre les autres. C'est donc un procédé par lequel plusieurs signaux sont combinés afin de former un seul signal qui peut être transmis sur un seul rapport de transmission.

Il existe 2 type de multiplexage :

- multiplexage en fréquence (analogique),
- multiplexage temporel (numérique).

6-2. Principe du multiplexage temporel

Dans la modulation MIC, le principe même de l'échantillonnage fait apparaître de relativement longues pauses $T_e - \tau$ entre les échantillons d'un même signal.

T_e = période d'échantillonnage,

τ = durée de l'échantillon

Ces pauses peuvent être utilisées pour y intercaler les échantillons (décalés dans le temps) prélevés sur d'autres signaux. Ainsi N voies téléphoniques peuvent être multiplexées dans le temps sur le même support de transmission, à condition :

- de les échantillonner rigoureusement à la même fréquence f_e ,
- de déphaser respectivement les impulsions d'échantillonnage relatives à chaque voie.

Il existe deux procédés de multiplexage temporel :

- multiplexage au niveau du PAM,
- multiplexage au niveau du code.

a) Multiplexage au niveau du PAM

Il est possible de multiplexer toutes les voies à la sortie des portes d'échantillonnage. En effet, ces dernières étant réalisées à partir de transistor à effet de champ, il n'y a aucune polarisation continue du circuit de sortie et la réunion pure et simple des sorties des portes d'échantillonnage ne présente aucune difficulté.

L'ensemble de ces impulsions formera le PAM-émission (Pulse Amplitude Modulation).

Un seul codeur sera utilisé puisqu'il est commun à toutes les voies pour transformer ces impulsions en mots binaires de 8 bits.

Ce codeur ne disposera que de $\frac{T_e}{N}$ temps pour coder une voie. Il faudra utiliser un codeur extrêmement rapide. fig. 6-1.

Les avantages et les inconvénients de ce mode de multiplexage sont résumés dans le tableau ci-dessus.

Avantages	Inconvénients
- simplicité de réalisation	- introduction du bruit impulsif
- codeur unique	- diaphonie légère entre voies adjacentes
- une seule mesure pour vérifier la qualité du codage	- possibilité de perturbation de toutes les voies par une seule voie.
	- Codeur rapide

b) Multiplexage au niveau du code

Le multiplexage au niveau du code consiste à multiplier les mots binaires en provenance des codeurs associés à chaque voie téléphonique. Les mots binaires arrivent tous à la même vitesse et sont simplement décalés dans le temps de $\frac{T_e}{N}$.

Le multiplexeur ne traitera que des signaux logiques. Il n'apportera aucune altération à la qualité des signaux codés. Si du bruit impulsif tombe sur des signaux logiques, il est aussitôt éliminé par l'écrêtage qu'apporte les portes logiques qui traitent ces signaux. On va donc supprimer la diaphonie entre voies adjacentes, ainsi que la perturbation d'une voie sur la totalité des autres, fig. 6-2.

Les avantages et les inconvénients de ce mode de multiplexage sont apparents dans le tableau ci-dessous :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">- Codeurs lents- Très grande immunité aux bruits- Aucune diaphonie entre voie- Aucune perturbation possible d'une voie sur les autres.	<ul style="list-style-type: none">- Grand nombre de codeurs- Plus grande consommation malgré l'emploi de la logique Lower-Power- Il faut faire autant de mesures qu'il y a de voies afin de s'assurer de la qualité du codage.

6-3. Multiplexage de trains numériques. Plésiochrones

Lorsque l'on veut multiplier entre eux plusieurs trains numériques, pour former un train numérique de débit plus grand, plusieurs méthodes sont utilisables suivant que les signaux à multiplexer sont synchrones, isochrones ou plésiochrones.

a) Signaux isochrones

Ce sont des signaux isochrones qui ont même fréquence nominale mais qui présentent entre eux un écart de phase connu et constant (voir paragraphe précédent pour leur multiplexage).

b) Signaux synchrones

Ils ont même fréquence nominale et même phase.

Pour de tels signaux, on fait multiplexage bit à bit si les N trains numériques de débit F_e à multiplexer sont synchrones, il suffit de prélever cycliquement pendant un temps égal à $\frac{1}{NF_e}$ la valeur de chaque élément binaire dans un train. Il apparaît que la fréquence horloge du train numérique sortant serait de : $F_S = N F_e$

Ce système ne peut fonctionner, car la réception est incapable de savoir à quel train binaire correspond chaque bit quelle reçoit.

Il faut donc ajouter un mot au groupe de bits qui serviront à synchroniser le train binaire résultant (fig. 6-3).

La fréquence de l'horloge du train binaire sortant devient alors :

$$F_S = N F_e \left(1 + \frac{P}{Q} \right)$$

avec N = nombre de trains à multiplexer
P = nombre de bits supplémentaires
Q = nombre de bits utiles.

6-4. Multiplexage des trains binaires plésiochrones

Les cas que l'on vient d'étudier sont toutefois simplistes. Dans la réalité les numériques entrants ont des fréquences d'horloge très voisines les unes des autres la tolérance près des oscillateurs et de leur précision.

La fréquence d'entrée est donc égale à $F_e (1 + \xi)$ et la fréquence du train sortant devient égale à :

$$F_S = N F_e (1 + \xi) \left(1 + \frac{P}{Q} \right)$$

Pour amener chacun des trains entrant au débit $(F_e (1 + \xi))$, il va donc falloir rajouter des bits de bourrage.

Chaque demande de bourrage sera commandée par un détecteur de phase. Lorsque l'écart de phase entre le signal entrant à la fréquence F_e et le signal de sortie de fréquence $F_e (1 + \xi)$ devient trop faible, il y a demande d'un élément de bourrage.

La demande de bourrage s'effectue à la fréquence ξF_e . Il faut donc choisir ξ tel que la fréquence ξF_e soit facilement filtrable.

Dans le matériel à 8 Mbits, ξ vaut $2 \cdot 10^{-3}$ d'où la fréquence $\xi F_e = 2 \cdot 10^{-3} \times 10^6 = 4 \text{ KHz}$.

La gigue de demande de bourrage va donc être éliminée par filtrage, (fig. 6-4).

6-5. Structure de trame

L'assemblage des éléments binaires les uns après les autres va former ce que l'on appelle une structure de trame.

Plusieurs structures de trames ont été normalisées par le CEPT.

a) Structure de trame

Les voies téléphoniques sont prises au nombre de 30

La fréquence d'échantillonnage est $F_e = 8000 \text{ Hz}$, le temps qui sépare deux échantillons consécutifs d'une même voie est donc :

$$T_e = \frac{1}{F_e} = 125 \mu s$$

Pendant ce temps T_e on a plus d'un échantillon mais 30 échantillons.

Pour pouvoir reconnaître chacune des voies téléphoniques, la réception a besoin d'une référence; il faut une autre voie pour transmettre les voies de signalisation.

Soit au total 32 voies à transmettre ou T_e doit être égal à 32 intervalles de temps numérotés de 0 à 31.

Donc à chaque voie est alloué un intervalle de temps IT soient 30 IT pour les voies téléphoniques.

On a aussi un IT réservé à la reconnaissance des voies téléphoniques : c'est le mot de verrouillage trame; un IT pour la voie de signalisation.

La durée d'un IT est : $\frac{T_e}{32} = 3,9 \mu s$

Donc : A l'ITO on envoie le mot de verrouillage trame. les IT1 à l'IT 15 sont réservés aux voies téléphoniques de 1 à 15, l'IT 16 est réservé à la transmission des voies de signalisation. Les IT 17 à 31 sont affectés aux téléphoniques 61 à 30 (fig. 6-5).

N.B.- CEPT : Conférence Européenne des Postes et Télécommunications.

Chaque IT contient 8 éléments binaires de durée 488 ns.

L'ensemble des éléments binaires contenus dans les 32 IT, constitue une trame de durée 125 μs .

Le mot de verrouillage trame est une configuration particulière de 7 bits. La reconnaissance de ce mot de verrouillage trame qui se situe dans l'ITO permettra de savoir qu'aussitôt après, commence, la voie téléphonique n° 1.

Lorsque la réception ne retrouvera plus le mot de verrouillage trame (V.T.), elle vérifiera cela deux autres fois avant de déclarer que le synchronisme est perdu. On dit que les critères de perte de synchronisme sont de 3 absences.

Après une recherche bit à bit, pour éviter de se synchroniser sur une voie téléphonique qui présente la même configuration que le mot VT, on attendra de l'avoir reconnu deux fois consécutives avant de déclarer la reprise du synchronisme. On dit que les critères de reprise sont de 2 présences consécutives.

Le matériel MIC 30 voies a prévu pour chaque circuit 2 voies de signalisation. Comme la signalisation est déjà un signal binaire, il suffit d'un bit pour transmettre une voie de signalisation.

Une multitrame est constituée par une suite de seize (16) trames numérotées de 0 à 15. La fréquence de réception de la multitrame est de 500 Hz, c'est-à-dire qu'il y a 500 multitrames par seconde.

b) Affectation de l'I.T. 16

Les I.T. 16 des trames de 1 à 15 passeront la signalisation des voies téléphoniques. Les I.T. 16 des trames 0 enverront le mot de verrouillage multitrame (VMT) ainsi que diverses alarmes et informations annexes.

Les 4 premiers éléments binaires de l'IT 16 de la trame 0 de la multitrame sont fixés à 0 et il constitue le mot de verrouillage multitrame (VMT).

Dans la configuration de base, une voie de signalisation est associée à une voie téléphonique, donc seul l'élément binaire a (n° 1 et n° 5) de chaque moitié de l'IT 16 est utilisé, les éléments b, c et d prennent alors respectivement les valeurs 1, 0, 1.

La transmission de la signalisation des 30 voies nécessite donc 15 trames. La trame supplémentaire, la trame 0, sert à transmettre un mot de verrouillage multitrame (MVT) dans l'intervalle de temps IT 16. Ce signal n'est donc pas présent dans toutes les trames.

6-6. Débit numérique

Le débit numérique d'un système est le nombre de bits que délivre le système en une seconde. L'unité est le bit/s et ses multiples.

Pour calculer le débit numérique d'un système, on applique la relation suivante :

Débit numérique = $F_e \times \text{Nombre d'IT} \times \text{Nombre de bits/IT}$

ainsi pour le système MIC 30 voies, on trouve :

$D = 8 \cdot 10^3 \cdot 32 \cdot 8 = 2^{11} \cdot 10^3 = 2,048 \text{ Mbits}$

Ce sera donc le débit numérique qui caractérisera un système MIC, on ne dira pas le système MIC 30 voies mais le 2 Mbits.

Notion d'Horloge

Chaque système numérique de débit D sera piloté par une horloge rectangulaire de fréquence identique au débit du système. Ainsi le système à 2,048 Mbits est piloté par une horloge à 2,048 Mbits. Inversement, connaissant la fréquence d'horloge d'un système, on en déduit son débit numérique.

6-7. Ordres hiérarchiques

De même que nous avons définis des groupes en téléphonie "analogique", on définit en téléphonie "numérique" une hiérarchie tout à fait comparable :

- le multiplex primaire de 30 voies est regroupé par ensemble de 4 pour former un multiplex du second ordre soit 120 voies à 8,448 Mbits/s,
- enfin 16 signaux à 8 Mbits/s peuvent être multipléxés à 140 Mbits/s pour former un multiplex tertiaire à 1920 voies.

Le tableau ci-dessous résume la situation actuelle :

ordres	Débits numériques	Nombre de voies	Nombre multiplexé
0	64 Kbits		
TN1	2,048 Mbits	30 voies	1 multiplexeur à 30 voies
TN2	8,448 Mbits	120 voies	4 x TN1
TN3	140 Mbits/s	1920 voies	16 x TN2

Multiplexage au niveau du P.A.M.

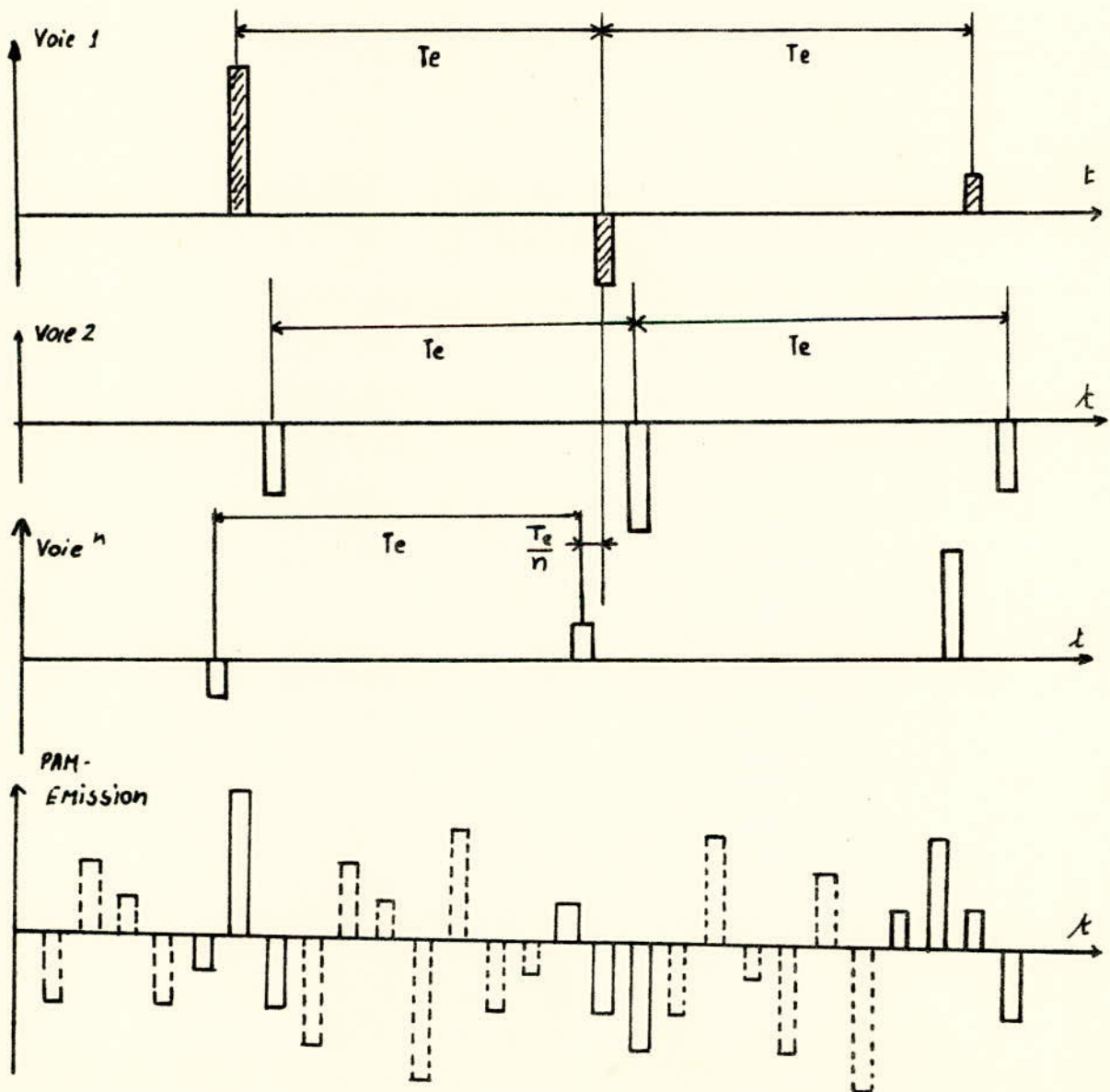
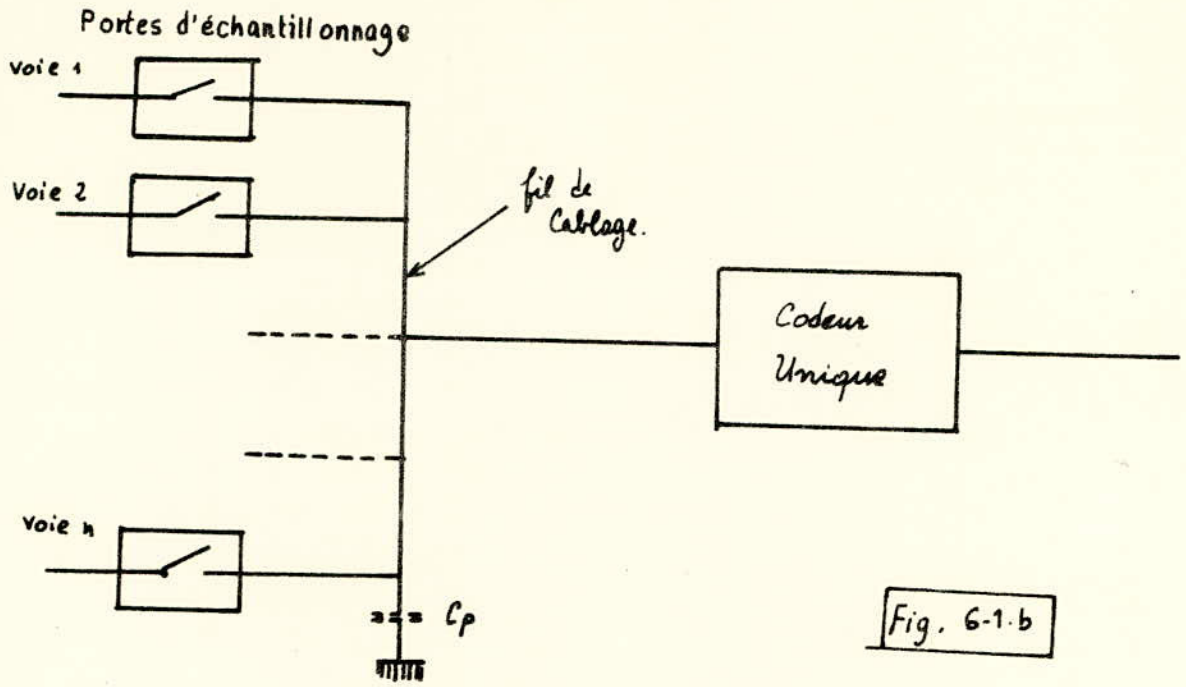


Fig 6-1-a.

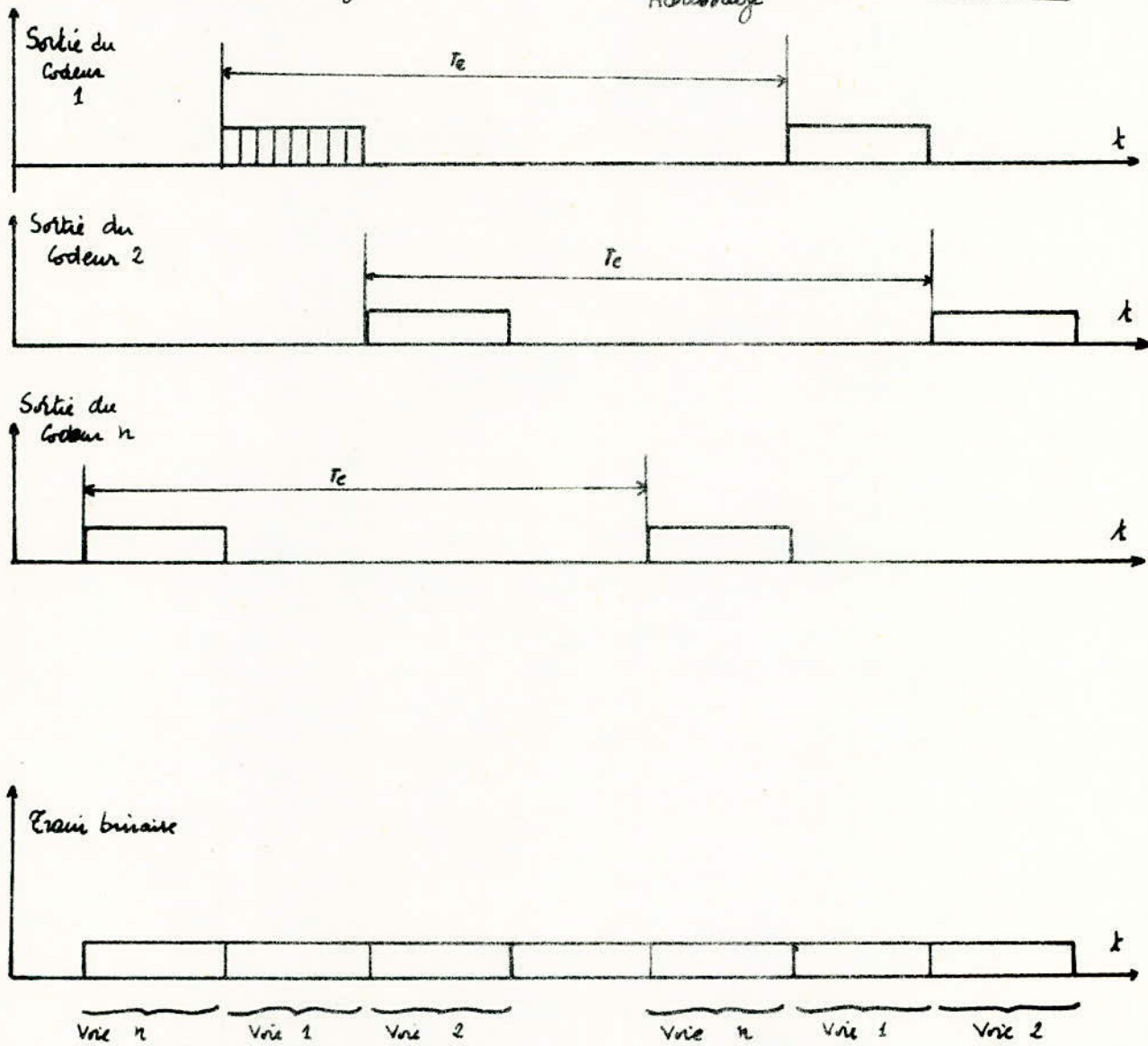
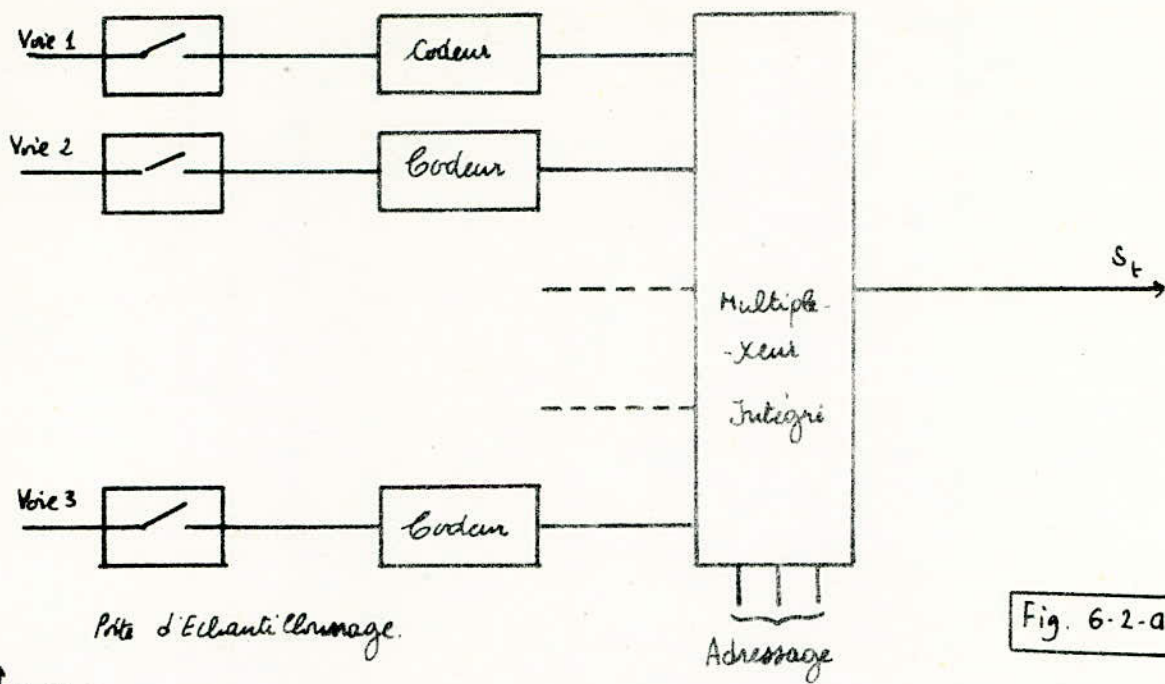


Fig. 6-2.b.

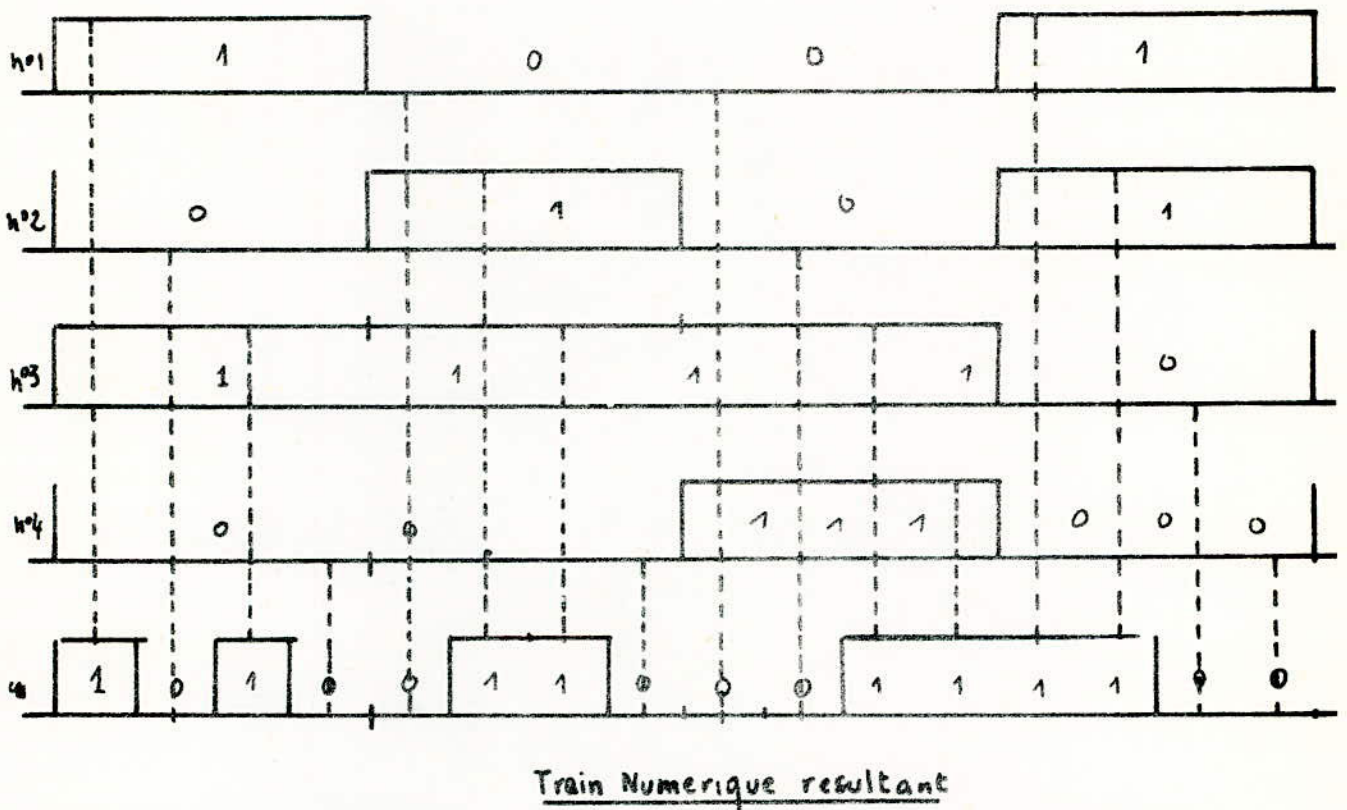
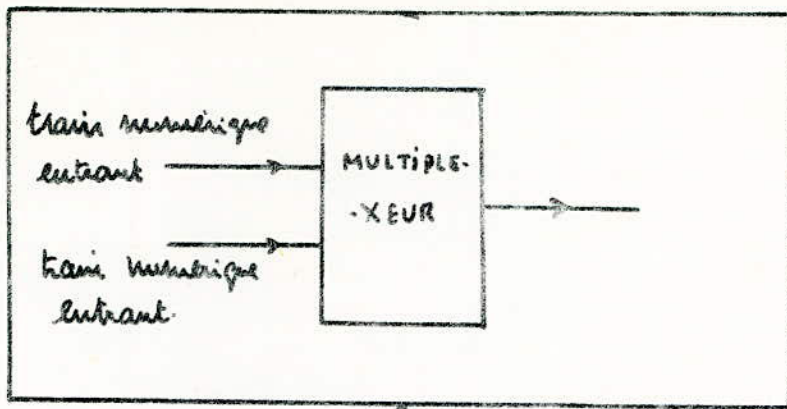


Fig. 63

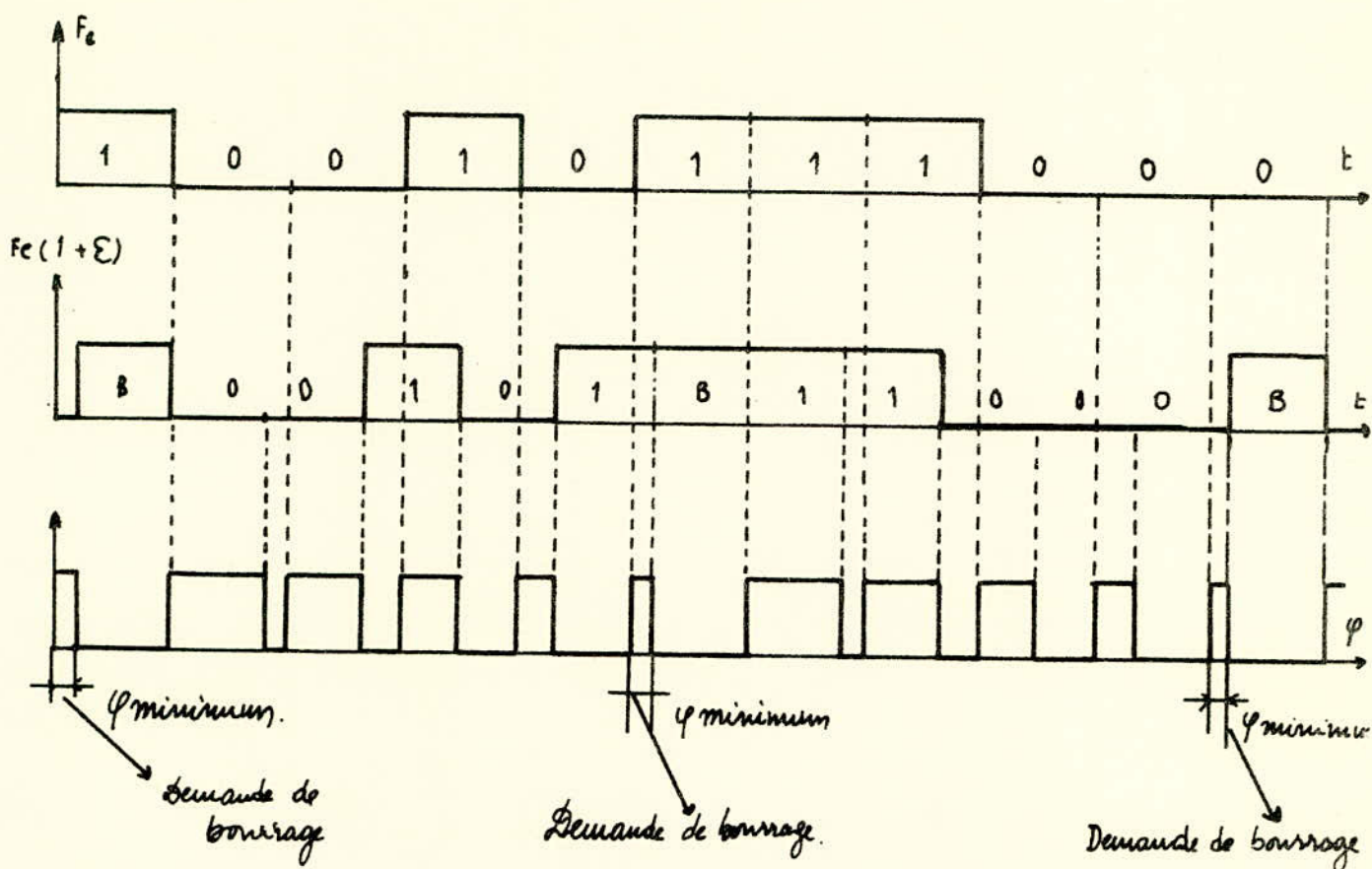
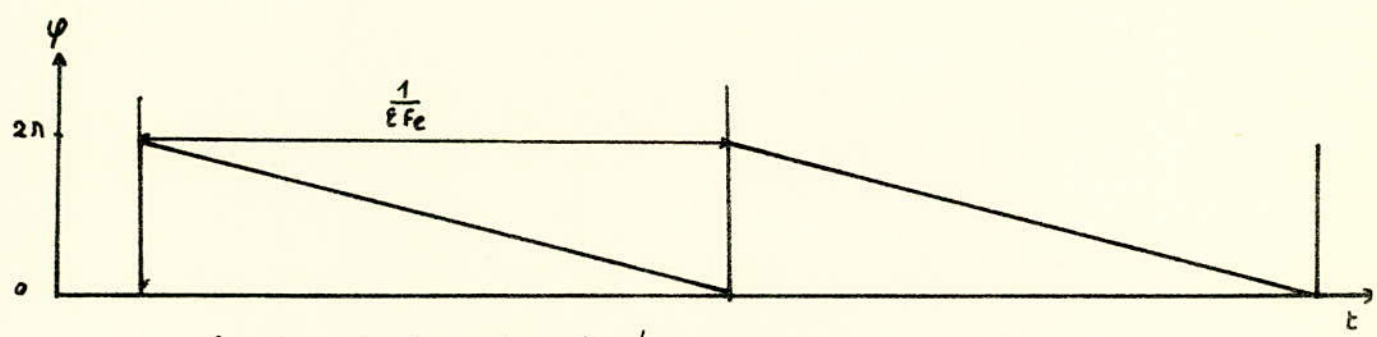
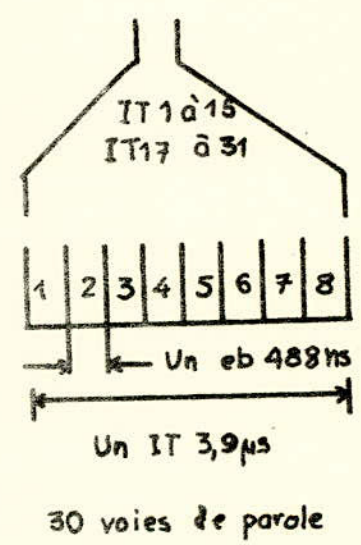
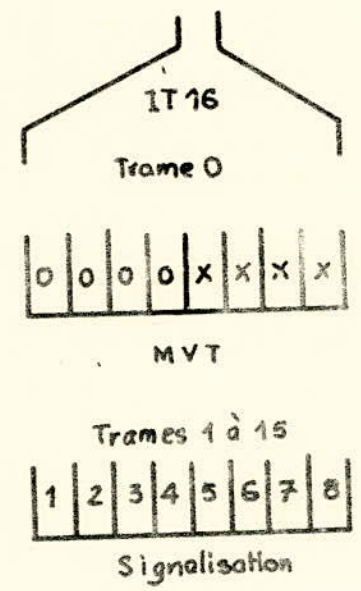
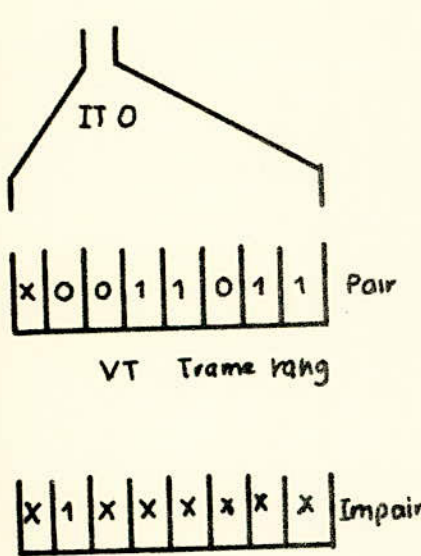
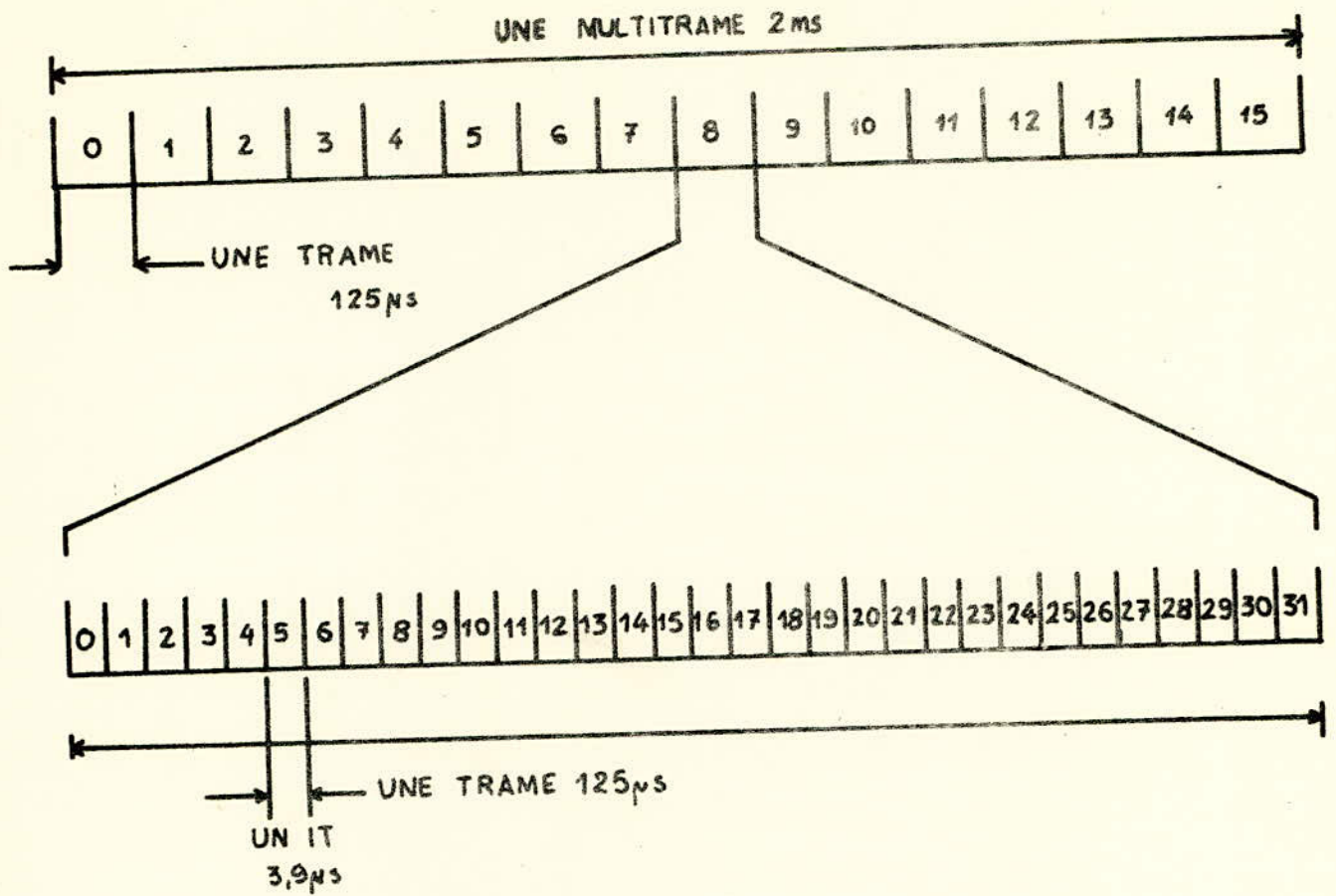


Fig. 6-4-a



La gigue de demande de bourrage:

Fig. 6-4 b



Voies 1 à 15 | Voies 17 à 31

Trame et multitrame

Signe	Numero de segment	Numero de l'échelon.
-------	-------------------	----------------------

Fig. 6-5.

7-1. Introduction

Après l'organisation des signaux, le signal MIC est un train de bits transportant toutes les informations à envoyer par le système de transmission. Ce train de bits est un signal sans retour à zéro, c'est-à-dire que le signal ne revient pas à un point de repos entre les impulsions, et chaque bit occupe donc une durée de bit entière.

Littéralement, transcodage veut dire changement de code. En effet, le codeur fournit des signaux numériques qui s'adaptent mal au support de transmission qu'ils doivent emprunter.

Il faut donc remédier à cet inconvénient.

a) Caractéristique de la paire BF dépupinisée

Les systèmes à 2 Mbits étant principalement posés en zone urbaine ou intermédiaire, les câbles employés sont donc des paires BF dépupinisées.

Des répéteurs régénérateurs sont insérés à l'ancien emplacement des bobines pupins, soit tous les 1830 m.

On utilise une paire pour le sens aller et une paire pour le sens retour.

Pour téléalimenter les répéteurs régénérateurs, on utilise le fantôme de la quarte constituée par les sens aller et retour à l'intérieur des translateurs.

7-2. Le Transcodage

Le transcodage réalise l'adaptation du signal binaire émis aux caractéristiques de la ligne de transmission : paire BF dépupinisée pour le cas des systèmes MIC à 2 Mbits.

Il faut donc que le code puisse franchir les translateurs.

Il ne devra n'avoir aucune énergie aux fréquences basses, car les fréquences basses ne franchissent pas les translateurs. Ceci est la 1ère condition pour le code choisi : n'avoir aucune énergie aux fréquences basses.

Le répéteur-régénérateur reçoit à l'entrée des signaux déformés qu'il doit remettre en forme tels qu'ils étaient à l'origine. (fig. 7-1)

La remise en forme en amplitude ne présente aucune difficulté; la remise en forme dans le temps nécessite la présence d'une horloge.

Il existe plusieurs procédés pour régénérer localement une horloge :

- filtrage de la raie d'horloge du code,
- oscillateur VCO asservi par boucle de verrouillage de phase.

Ceci sera la 2ème condition pour le code : présenter une raie à la fréquence d'horloge.

Donc, en résumé, le transcodeur doit donc délivrer à la jonction un signal :

- limitant en fréquence le spectre d'énergie,
- permettant de reconstituer le signal d'horloge dans chaque répéteur,
- ne présentant pas de composante continue pour ne pas perturber la télé-alimentation des répéteurs-régénérateurs.

7-3. Codes employés

- code binaire NRZ (non retour à zéro),
- code binaire RZ (retour à zéro),
- code bipolaire NRZ,
- code bipolaire RZ (ou code AMI).

Pour illustrer ces différents codes se référer aux figures 7-2.

Le code transmit en ligne est celui qui est adapté au support BF dépupinisé c'est-à-dire que le code en question devait répondre aux deux critères de choix suivants :

- aucune énergie aux fréquences basses,
- présenter une raie à la fréquence d'horloge.

N'avoir aucune énergie aux fréquences basses nous fait éliminer les codes binaires RZ et NRZ. Il reste donc les codes bipolaires RZ et NRZ.

Pour des raisons de diaphonie longitudinale ou d'interférences intersymboles, c'est le code bipolaire RZ qui a prévalu pour transmettre le train numérique à 2 Mbits.

Afin de satisfaire à la deuxième condition qui était de posséder une raie à la fréquence d'horloge, il suffira de redresser le code bipolaire pour faire apparaître une raie d'horloge due au redressement. (fig. 7-3 a).

Comme il a été dit précédemment, l'horloge est régénérée par un circuit oscillant excité à la fréquence d'horloge.

Maintenant, si pour une raison quelconque, on observe une longue suite de zéros parce qu'un grand nombre de voies téléphoniques ne trafiquent pas, il y a décroissance exponentielle du niveau de la sinusoïde au niveau du circuit oscillant. (fig. 7-3 b).

7-4. Le code HDB 3

Finalement le code émis en ligne est le code H.D.B.3.

Ce code HDB3 consiste à supprimer les suites de plus de trois zéros consécutifs, car on sait que les longues suites de zéros empêchent la récupération permanente de la fréquence de rythme (d'horloge) dans les répéteurs - régénérateurs.

Pour ce faire, le quatrième zéro est remplacé par un "1", afin de pouvoir reconnaître ce "1" à la réception, on profite du code bipolaire pour l'émettre en viol de bipolaire. (fig. 7-4).

Un dispositif à la réception appelé détecteur de viols sera capable de reconnaître ce viol et donc pourra l'effacer.

Tel quel, ce système est trop simpliste. En effet, si l'on regarde comment réagit le dispositif de codage H.D.B.3 à une longue suite de zéros, on constate que les viols de bipolarité sont tous de même polarité.

Or, cette suite de viol de même polarité rompt la règle du code bipolaire car la valeur moyenne du signal n'est plus nulle.

Il faut donc rajouter une deuxième règle au codage H.D.B.3.

Il faut que deux viols successifs soient de polarité opposée.

On voit que dans la situation de la fig. 7-4 b, qu'il est nécessaire de rajouter aussi un bit supplémentaire dit bit de bourrage.

Ce bit de bourrage est mis à la place du 1er zéro; il est destiné à rendre impair le nombre de "1" existant entre deux viols successifs.

La règle d'application du code H.D.B.3 est donc finalement la suivante :

- lorsque le nombre de "1" entre deux viols successifs est impair, on émet la séquence 00CV,
- lorsque ce nombre de "1" est pair, on émet la séquence 00OV.

N.B. - H.D.B. = high density bipolaire d'ordre 3.

Le code H.D.B.3 va donc introduire deux séquences caractéristiques 00OV et 00CV. Il y a donc déformation de la répétition spectrale du code bipolaire RZ. (fig. 7-5).

Note sur les équipements d'extrémités

Les équipements d'extrémité réalisent à l'émission la numérisation du signal, la formation de la trame et le transcodage du signal.

A la réception ils opèrent les fonctions inverses à savoir le transcodage, le démultiplexage et la restitution du signal de parole.

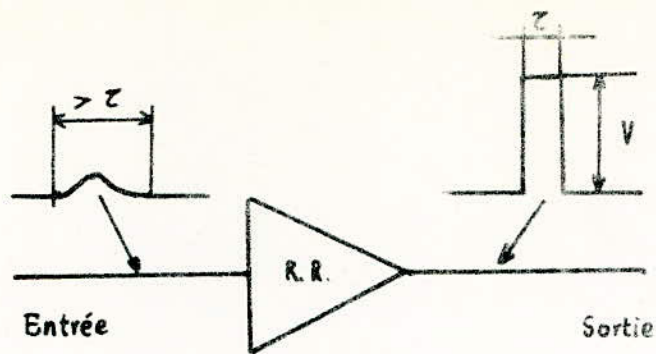
Drune façon plus détaillée, les opérations à effectuer sont les suivantes à l'émission :

- limitation du spectre par un filtre passe-bas,

- échantillonnage - codage - compression,
- multiplexage - organisation du train numérique,
- transcodage - acheminement de la signalisation sur l'I.T. 16.

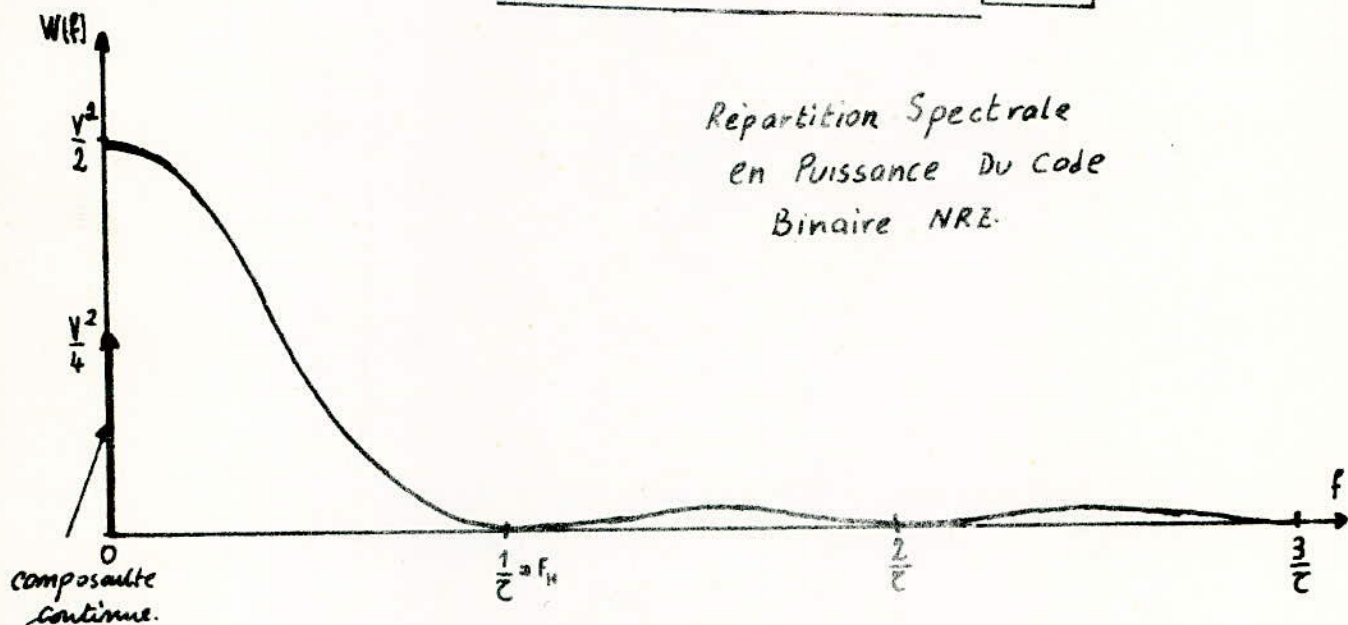
A la réception

- transcodage - démultiplexage des signaux de parole et de signalisation,
- décodage - extension,
- filtrage à l'aide d'un filtre passe-bas.

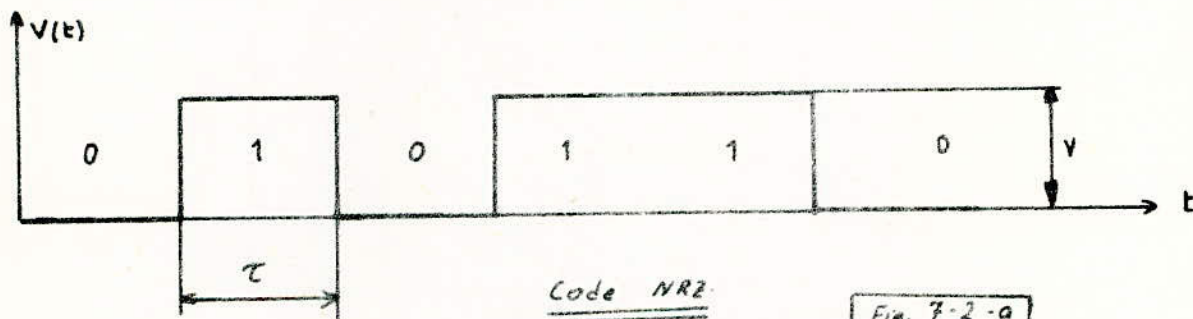


Répéteur Régénérateur

Fig. 7-1



Répartition Spectrale
en Puissance du code
Binaire NRZ.



Code NRZ

Fig. 7-2-a

La densité d'énergie en fonction de la fréquence est égale au carré du module de la transformée de Fourier d'un code à répartition pseudo-aléatoire d'états équiprobables :

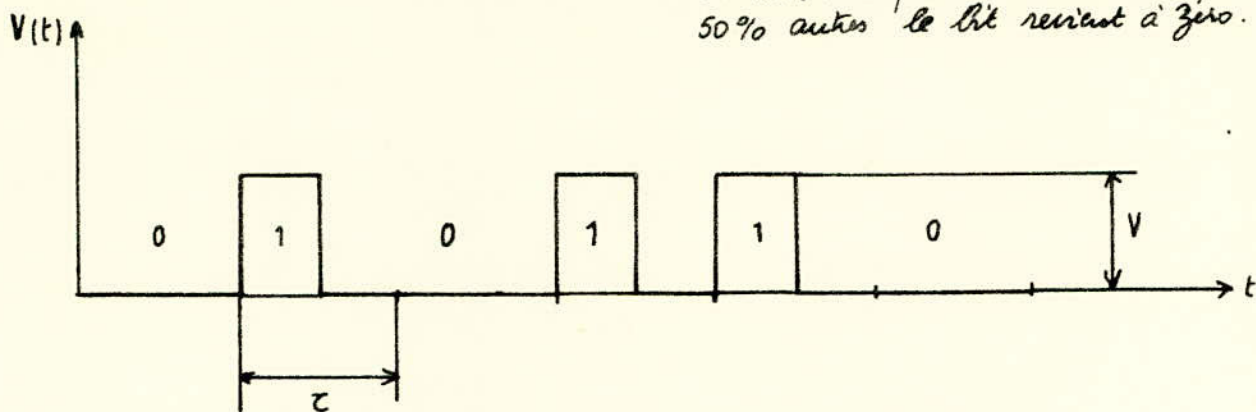
$$C(f) = \frac{V}{2} \cdot \frac{\sin \pi f / F_H}{\pi f / F_H} ; W(f) = |C(f)|^2$$

$$W(f) = \frac{V^2}{4} \left(\frac{\sin \pi f / F_H}{\pi f / F_H} \right)^2$$

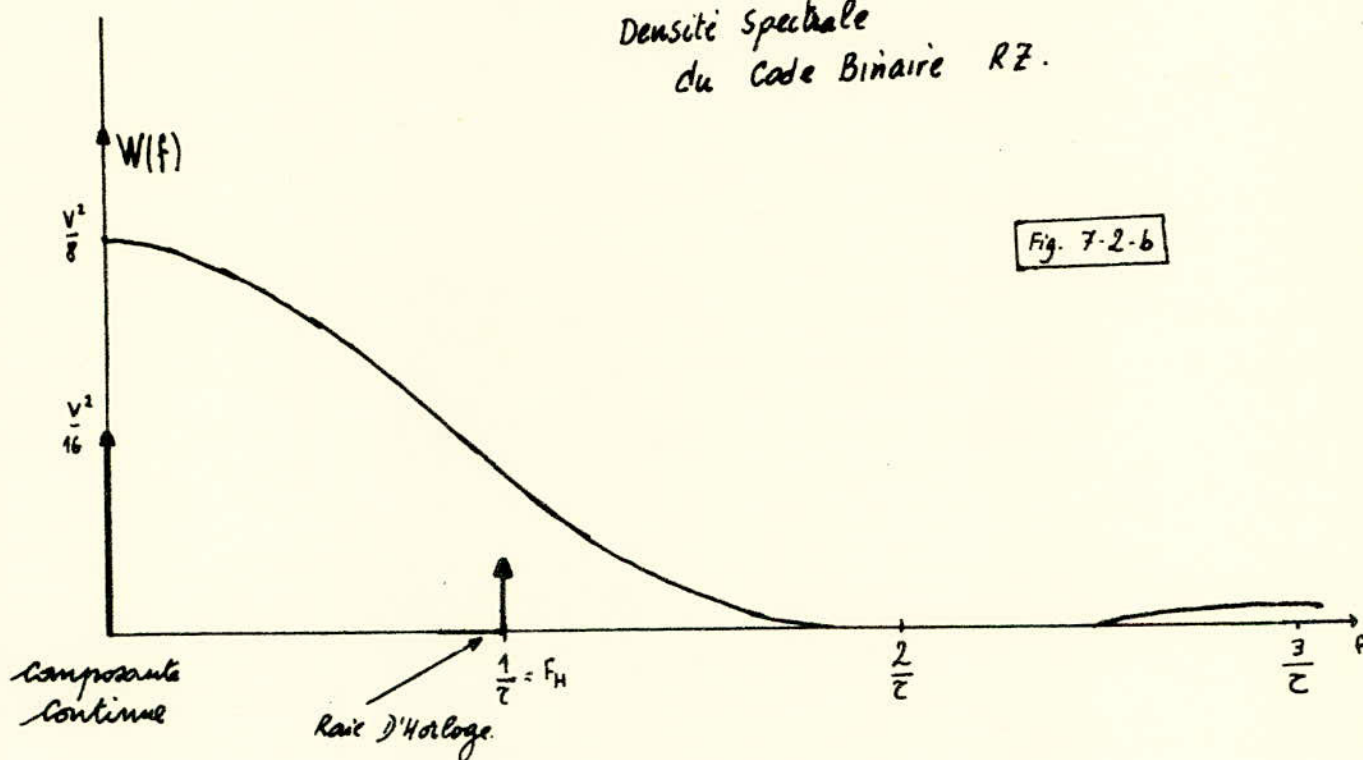
et en prenant uniquement les fréquences positives :

$$W(f) = \frac{V^2}{2} \left(\frac{\sin \left(\frac{\pi f}{F_H} \right)}{\frac{\pi f}{F_H}} \right)^2$$

Code Binaire RZ: Les bits égaux à 1 ne sont présents que 50% de la période T et durant les 50% autres le bit revient à zéro.



Densité Spectrale
du Code Binaire RZ.



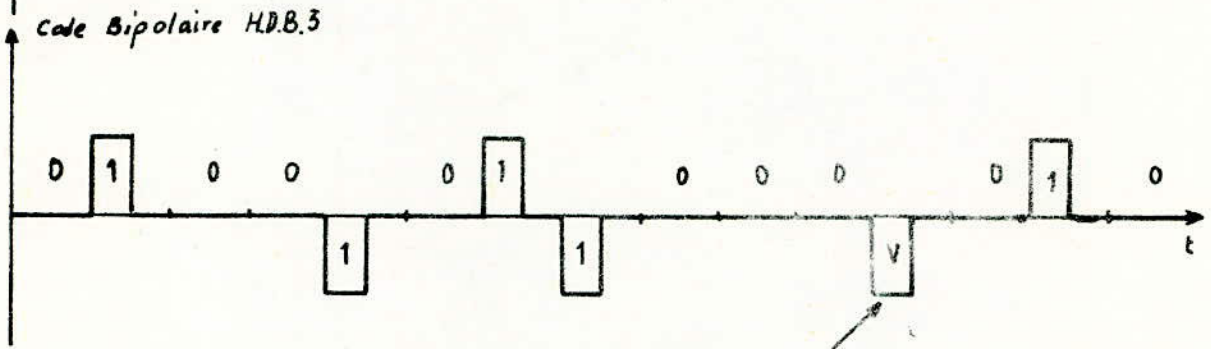
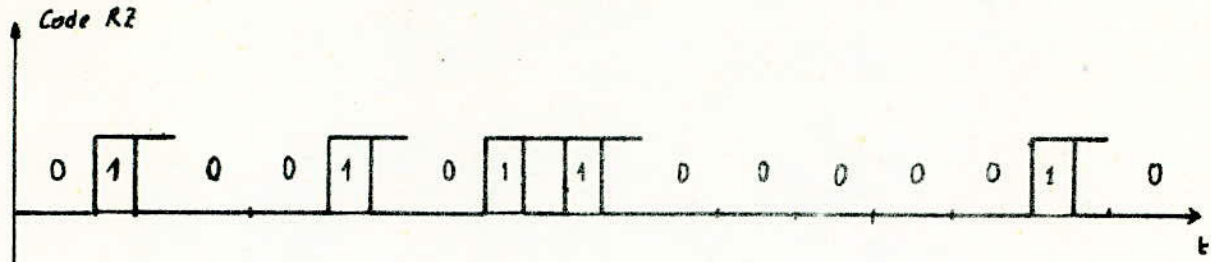
La densité spectrale est donnée par: $W(f)$

$$C(f) = \frac{V}{4} \frac{\sin \frac{\pi f}{2F_H}}{\frac{\pi f}{2F_H}} \quad \text{avec } W(f) = |C(f)|^2$$

$$\text{D'où } W(f) = \frac{V^2}{16} \left(\frac{\sin \frac{\pi f}{2F_H}}{\frac{\pi f}{2F_H}} \right)^2$$

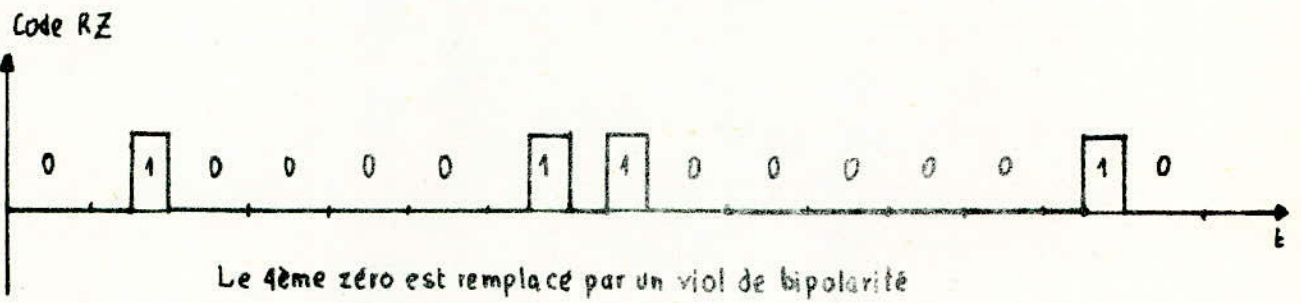
Pour les fréquences portées il suffit de multiplier par 2 pour obtenir la puissance $W(f)$.

Le facteur 2 est dû au rabattement.

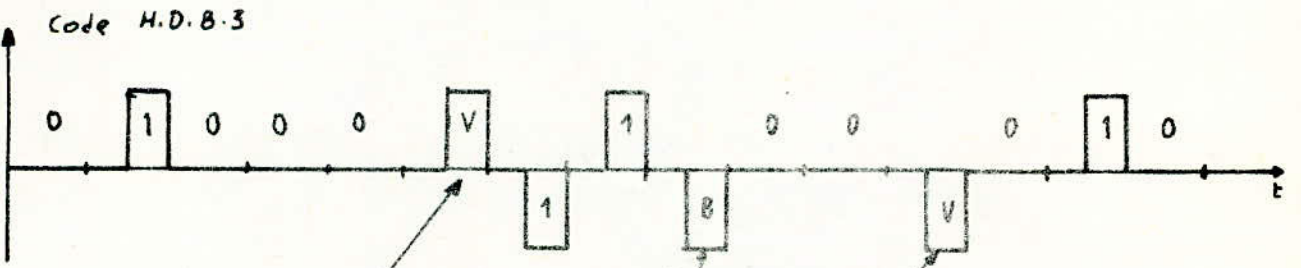


Viol de bipolarité

Fig. 7-4-a



Le 4ème zéro est remplacé par un viol de bipolarité



2 viols successifs doivent être de polarité opposée

Fig. 7-4-b

TABLEAU RECAPITULATIF
DES DIFFERENTS CODES

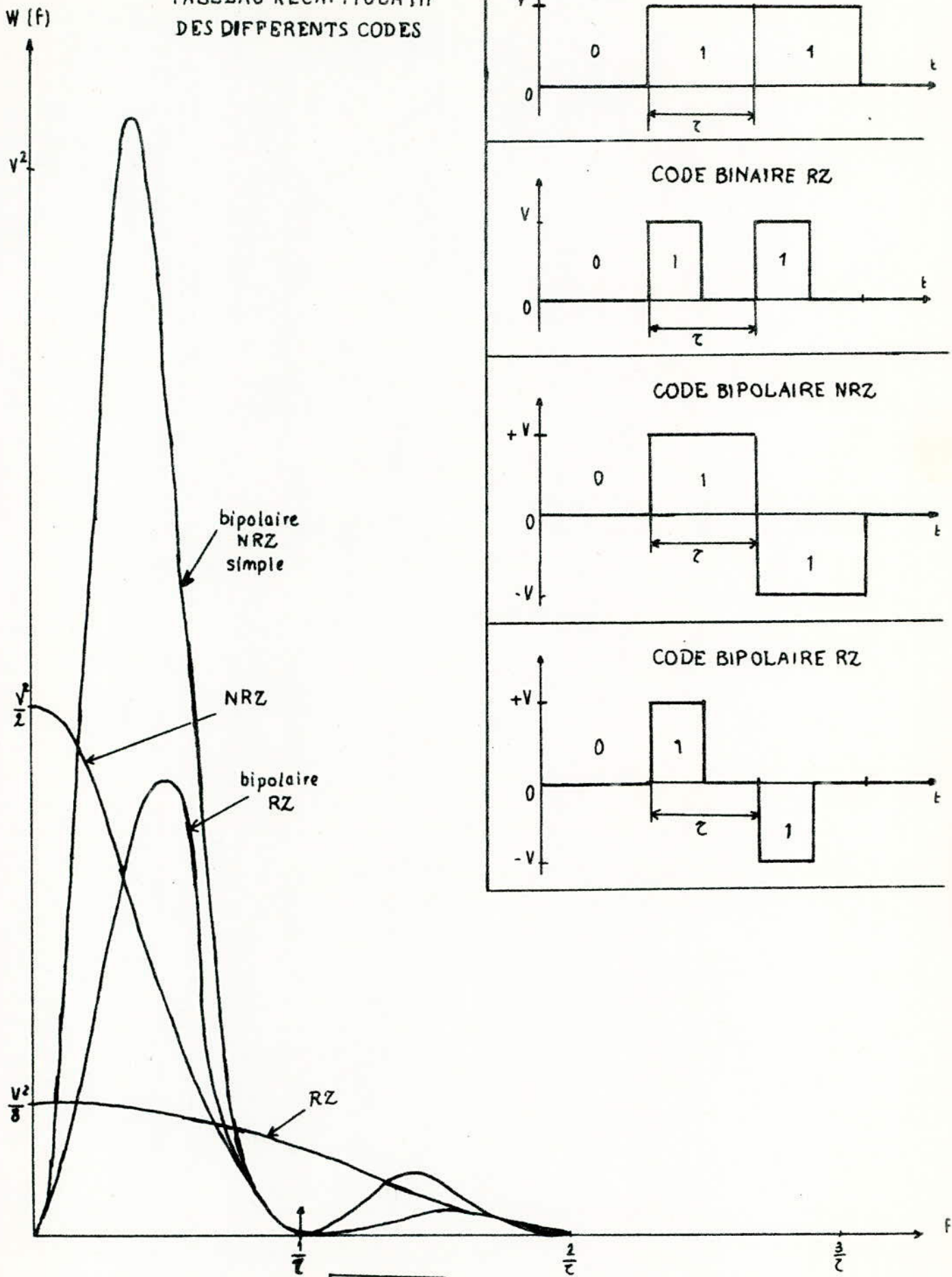
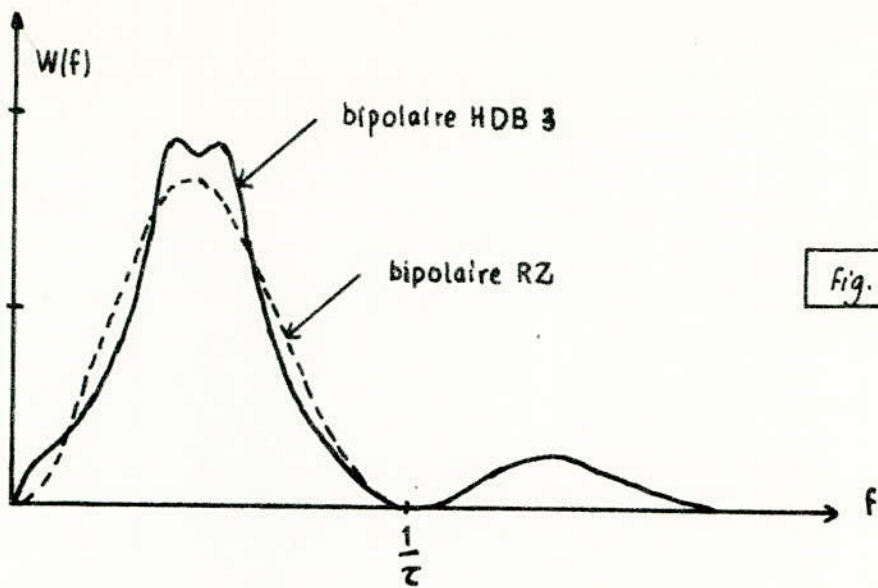


Fig. 7.4.C



Le codage HDB-3 va donc introduire deux séquences caractéristiques 000V et 000V.

Il y aura donc déformation de la répartition spectrale du code bipolaire RZ.

On constate l'apparition de deux lobes chacune d'elles caractérisant une séquence caractéristique. Toutefois, l'allure globale n'est que peu modifiée.

Notes:

La densité d'énergie en fonction de la fréquence est égale au carré du module de la transformée de Fourier du code RZ multiplié par $\sin^2 x$.

Pour le code bipolaire NRZ, la densité d'énergie est donnée aussi par: le carré de

la transformée de Fourier multiplié par $\sin^2 x$

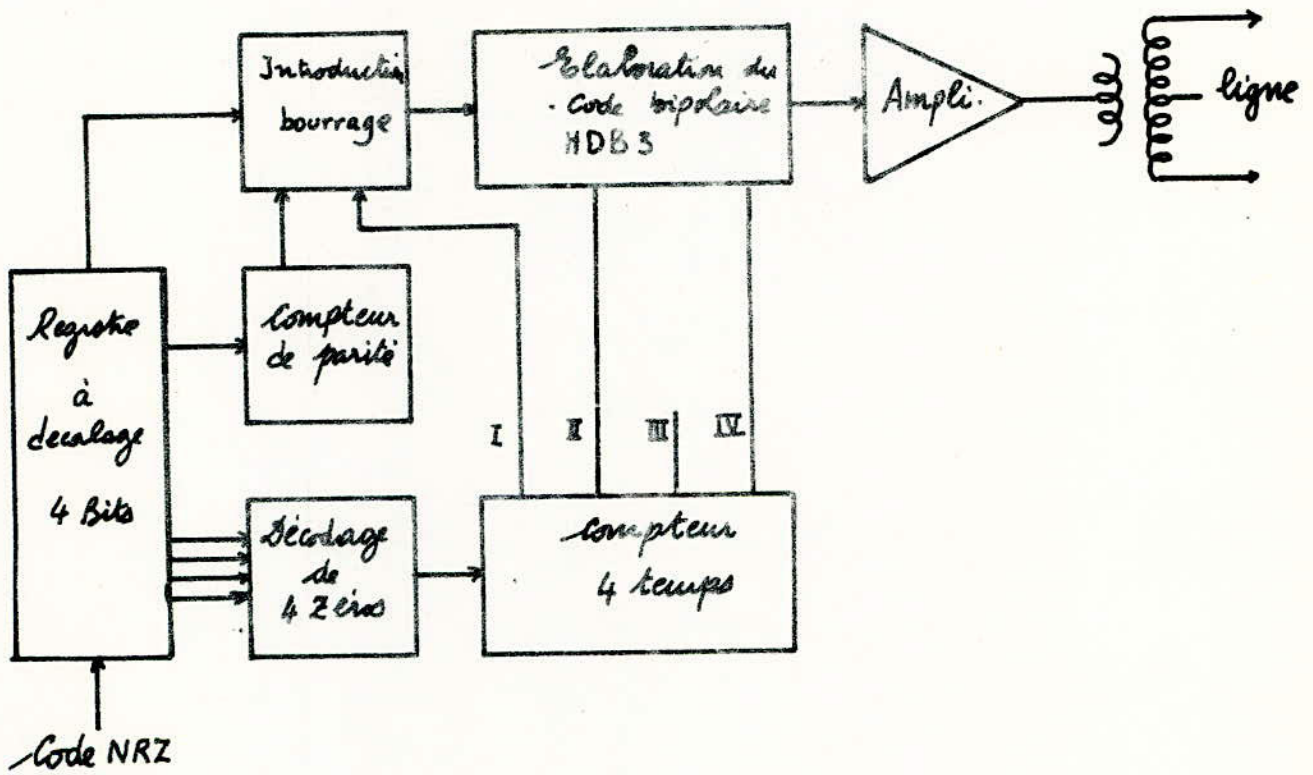
- Pour le code bipolaire NRZ on a:
$$W(f) = 2V^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_H}\right)}{\frac{\pi f}{f_H}} \right)^2 \times \sin^2 \frac{\pi f}{f_H}$$

- Pour le code bipolaire RZ nous aurons:

$$W(f) = \frac{V^2}{2} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_H}\right)}{\frac{\pi f}{2f_H}} \right)^2 \times \sin^2 \frac{\pi f}{2f_H}$$

le facteur $\sin^2 x$ est dû au produit de convolution des 2 transformées de Fourier.

Schema du transcodeur



LA TELELOCALISATION - LA TELEALIMENTATION

I- La téléalimentation

Elle permet le fonctionnement des répéteurs - régénérateurs de la ligne de transmission en leur fournissant un courant régulé de 75 mA qui est envoyé sur le circuit fantôme constitué par les 2 paires d'une liaison MIC.

Cette fonction de pourvoir en énergie les répéteurs-régénérateurs de ligne comporte d'une part un boîtier au sein du terminal de ligne qui est un générateur de courant continu, et d'autre part la boucle de téléalimentation qui comprend : les paires de transmission et la diode Zéner au niveau de chaque répéteur-régénérateur.

Le boîtier de téléalimentation est lui-même pourvu en énergie par la batterie du central, un convertisseur fournit la tension nécessaire au générateur de courant, laquelle est réglable en fonction de la longueur de la ligne. Cet organe comporte en outre un certain nombre de dispositifs de protection, destinés à protéger d'une part les organes de ligne et d'autre part le personnel appelé à intervenir sur les câbles.

Le courant nominal est de 75 mA, au niveau de chaque répéteur 60 mA sont consommés par le répéteur et 15 mA maintiennent la diode Zéner en un point de polarisation convenable. La tension développée par section de régénération est voisine de 10 V; elle comprend 5,6 V aux bornes de la diode Zéner auxquels s'ajoute la chute ohmique des fils de ligne. L'alimentation pour chaque répéteur est disponible grâce à une diode Zéner connectée aux points milieux des transformateurs de lignes.

II- La télélocalisation

Contrairement à la téléalimentation, la télélocalisation est une opération dont la mise en oeuvre n'est pas permanente puisqu'elle n'interviendra qu'en cas de dépanage et de maintenance.

Son but est de télécommander à partir du terminal télélocalisateur le bouclage de la ligne (sens aller sur le sens retour) au niveau d'un répéteur déterminé : dans ces conditions la réception en retour de la modulation renseignée sur le bon fonctionnement de la position de ligne bouclée. En procédant ainsi de proche en proche il est possible de déterminer la section de ligne défectueuse, pour autant que la téléalimentation reste bonne.

La fonction de télélocalisation est réalisée par les organes suivants : une paire de télélocalisation qui comporte dans chaque "pot" de répéteur une carte dite de télélocalisation, cette ensemble constitue un registre à décollage.

Un coffret de télélocalisation c'est un boîtier portable qui n'est autre qu'un générateur d'impulsions destiné à commander le registre. Enfin chaque répéteur comporte une partie télélocalisation.

Une opération de télélocalisation se fait en deux temps : soit par exemple à télélocaliser le répéteur n° N le processus est le suivant :

- a. Mise en oeuvre du coffret de télélocalisation et raccordement de celui-ci à la paire de télélocalisation,
- b. Envoi par le coffret de N impulsions, cela se réalise par un cadran téléphonique et aboutit à faire venir au travail un relais dans la carte de télélocalisation du pot N,
- c. Le pot est désigné; reste maintenant à déterminer le répéteur incriminé dans le pot, c'est le 2ème temps de l'opération.
- d. A partir du transcodeur de la liaison à télélocaliser on produit une coupure brève de la modulation. Cette coupure est décellée dans le répéteur du pot désigné et il en résulte le bouclage du répéteur.

Pour déboucler et normaliser la liaison, il suffit de provoquer une remise à zéro par le coffret de commande.

3- Conclusion

La transmission numérique a été conçue à l'origine pour réaliser des liaisons en point à point capable d'accroître la capacité de transmission des câbles existants. Par exemple l'automatisation du réseau téléphonique nécessite un nombre accru de circuits téléphoniques locaux et interurbains. Le MIC 30 voies dans ce domaine constitue une solution économique.

CHAPITRE IX

LE RESEAU TEMPOREL

I- Généralités sur les réseaux

1-1. Rôle du réseau de connexion temporel

Le réseau de connexion est chargé d'effectuer la commutation des liaisons MIC qui lui sont raccordées. On sait qu'une liaison MIC s'effectue obligatoirement en 4 fils : 2 fils dans chacun des 2 sens de transmission.

Une communication nécessite donc un support émission et un support réception; l'ensemble des deux constitue une jonction sur laquelle un IT est attribué à un abonné. fig. 9-1).

N.B.- On parle de support réception par rapport au réseau de connexion, de même pour le support d'émission.

Le support réception est également appelé liaison réseau entrante (L.R.E.)
Le support d'émission : liaison réseau sortante (L.R.S).

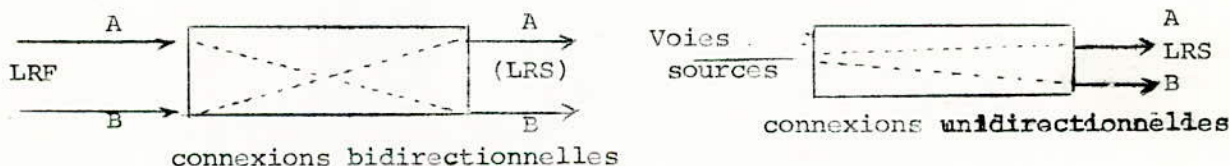
Une communication entre deux abonnés A et B nécessite deux connexions unidirectionnelles dans le réseau :

- l'une de A vers B,
- l'autre de B vers A (fig. 9-2 et 9-3).

- le rôle principal du réseau de connexion est donc d'effectuer la commutation des informations numériques entrantes vers les liaisons LRS, soit encore de relier chaque voie temporelle affectée à un abonné ou à un circuit à la voie temporelle affectée au correspondant,

- Un second rôle, différent du précédent, du réseau de connexion est de permettre la diffusion simultanée vers plusieurs voies de certaines informations (les tonalités utilisées par l'exploitation téléphonique, les films parlants, certains services de renseignements automatiques).

Dans ces cas d'utilisation, la connexion peut être simplement indirecte mais le réseau doit pouvoir réaliser des connexions "un vers plusieurs". Certaines lignes réseau entrantes sont réservées à ces sources d'information particulières : on les appelle les voies sources



1-2. Caractéristiques des réseaux de connexion

Ecoulement du trafic

Les techniques de commutation temporelle permettent l'organisation de réseaux dans lesquels la probabilité de ne pas trouver un chemin entre un intervalle de temps d'une ligne réseau entrante et un intervalle de temps d'une ligne réseau sortante est faible, voir nulle pour un taux moyen d'occupation des voies élevés (de l'ordre de 0,8 E).

Le taux de blocage d'un réseau de connexion temporel est généralement inférieur à 10^{-4} pour un taux moyen d'occupation des voies de 0,7 E.

Pour l'émission des voies sources il est nécessaire que le blocage soit nul, car on doit souvent envoyer successivement à un même abonné, au cours de la même communication, un certain nombre de tonalités.

Capacité

On peut distinguer les petits réseaux (jusqu'à 4000 voies MIC raccordées), des gros jusqu'à 100.000 voies. Il est certain qu'une même structure ne peut couvrir toute la gamme du moins jusqu'à présent).

Sécurité de fonctionnement

Ce terme recouvre un grand nombre de notions; une erreur momentanée doit perturber le minimum de communications, une panne doit couper un nombre réduit de communications, isoler un nombre réduit de circuits ou de faisceaux.

La sécurité sera d'autant meilleure que les possibilités de détection et localisation de pannes (maintenabilité) sont bonnes.

Modularité d'extension

C'est une caractéristique générale recherchée dans tous les systèmes de commutation. Un pas d'extension de 16 liaisons multiplex (512 voies) semble acceptable.

L'extensibilité sera d'autant meilleure que l'intervention sur le matériel déjà installé est plus faible (minimum d'interdépendance entre le matériel à étendre et le matériel d'extension).

II- Les éléments de base du réseau de connexion

Comme nous l'avons vu sur la figure 9-3, la connexion de 2 voies de parole appartenant à deux jonctions différentes a et b et correspondant à deux IT différents demande au minimum deux opérations distinctes.

1- Le décalage dans le temps d'un signal arrivant à un instant I.T._i sur une jonction jusqu'à l'instant I.T._j.

Cette opération est exécutée par un organe appelé commutateur temporel.

2- Le passage du signal d'une jonction vers une autre : cette opération est faite par un organe appelé commutateur spatio-temporel (spatial). (fig. 9-4).

2-1. Le commutateur temporel

Il permet de commuter une voie i d'une jonction a sur une voie j de la même jonction a.

En d'autres termes, il permet d'émettre dans un ordre quelconque, sur les voies d'un multiplex de sortie, des informations qui se présentent dans un ordre donné sur les voies d'un multiplex d'entrée.

Pour réaliser cette opération, on écrit dans une mémoire les informations présentes sur les voies entrantes et on les lit, en fonction des connexions à établir vers les voies sortantes.

Il existe donc dans un commutateur temporel deux types de mémoire :

- une mémoire dite mémoire de parole (MPA) ou mémoire tampon, qui stocke durant toute une trame la totalité des informations présentes sur les voies entrantes,
- une mémoire dite mémoire de commande (M.C.) ou mémoire d'adresse temporelle (MAT) qui permet d'aiguiller à chaque trame vers les voies de sortie le contenu de la mémoire de parole (fig. 9-5).

La mémoire de parole possède autant de mots que de voies dans la trame : soit 32; chacun de ces mots renfermera un échantillon : soit 8 éléments binaires.

La mémoire d'adresse temporelle renferme les adresses d'aiguillage pour chacune des 32 voies; elle possède donc 32 mots de 5 éléments binaires chacun.

Elle est lue séquentiellement grâce à un compteur d'IT. Son écriture est effectuée par l'unité centrale en fonction des connexions à réaliser (c'est l'opération de marquage). Ainsi le contenu d'un mot de la MAT restera le même pendant toute la durée d'une communication.

Il existe deux types de commutateur temporel selon que l'adresse d'aiguillage permet de lire ou d'écrire la MPA :

a- Commutateur temporel à commande par la sortie

Dans ce type de commutateur appelé encore AVAL, l'adresse d'aiguillage délivrée par la MAT permet de lire la mémoire de parole.

Celle-ci est écrite séquentiellement grâce à un compteur d'IT, suivant l'ordre d'arrivée des voies du multiplex entrant. La lecture de la M.P.A se fait en fonction du contenu de la MAT, (fig. 9-6).

Dans l'exemple de la figure (9-6) l'échantillon B de la voie 1 doit être commuté sur la voie 3.

A l'IT 1 l'échantillon B est écrit dans le mot 1 de la MPA.

A l'IT 3 le mot 3 de la MAT est lu, son contenu indique l'adresse de la lecture de la MPA.

Le mot 1 de la MPA est donc lu et transféré sur l'IT 3.

b. Commutateur temporel à commande par l'entrée

Dans ce commutateur encore appelé AMONT, l'adresse d'aiguillage délivrée par la MAT correspond à l'adresse d'écriture de la mémoire de parole (MPA).

La MPA est aussi écrite suivant l'ordre de sortie des voies du multiplex de sortie. La MPA sera lue séquentiellement grâce à un compteur d'IT fig.9-7

Dans l'exemple de la figure (9-7), l'échantillon B de la voie 1 est toujours transféré sur la voie 3.

A l'I.T.1, le mot 1 de la MAT est lu, son contenu (3) donne l'adresse d'écriture de la MPA; ainsi l'échantillon de la voie 1 (B) est écrit dans le mot 3 de la MPA à l'I.T.3, le mot 3 de la MPA est lu, son contenu B est donc transféré sur la voie 3.

Remarques :

1) La traversée d'un commutateur temporel apporte un retard qui est un multiple de l'IT et en tout cas inférieur à la durée de la trame; dans les exemples précédents le retard est de 2 IT,

2) Le fonctionnement d'un tel commutateur nécessite une division de l'IT de 3, 94 s en 2 parties égales, l'une réservée à l'inscription, l'autre réservée à la lecture de la MPA,

3) L'ensemble de la mémoire de parole doit être lu en 125 μ s; ainsi la vitesse de fonctionnement requise limite la capacité d'un tel réseau,

4) Le commutateur temporel ne permet pas la commutation des jonctions.

2-2. Le commutateur spatio-temporel

Cet opérateur rend possible la commutation de jonctions : permet de transférer une voie temporelle i d'une jonction (a) sur la même voie temporelle i d'une jonction (b).

Cette opération s'effectue en aiguillant pendant un IT, la support physique d'une jonction sur le support physique d'une autre jonction et par conséquent elle peut varier à chaque IT d'où son appellation de spatio-temporel

Si l'on considère M jonction entrantes et N jonctions sortantes, pendant chaque IT, il relie les M entrées à N sorties différentes. Ceci est réalisé avec N multiplexeurs à M entrées (fig. 9-8).

Les connexions sont contrôlées par autant de mémoires de commande qu'il y a de sorties et possède autant de lignes qu'il y a d'IT : le contenu de ligne donne l'adresse de la jonction entrante.

Les mémoires de commandes sont lues séquentiellement grâce au compteur d'IT; leurs écritures sont effectuées par l'unité centrale en fonction des connexions à réaliser (marquage). fig. 9-9.

Le commutateur de la figure 9-9 est dit commutateur à commande AVAL ou commandé par la sortie : chaque mémoire de commande est associée à une sortie.

Il existe une autre variante du commutateur spatio-temporel où les multiplexeurs sont remplacés par des démultiplexeurs. Dans cette version dit à commande AMONT ou commandé par l'entrée, il y a autant de mémoires de commande que de demultiplex entrants fig. 9-10.

Remarques

1) Comme il a été vu précédemment, ce type de commutateur n'offre pas une accessibilité totale car il ne permet pas la commutation de voies; il ne sera utilisé que dans les réseaux à plusieurs étages.

2) La fonction même de ce commutateur nécessite un synchronisme parfait au niveau des voies du multiplex entrant.

3) Le commutateur spatio-temporel n'est pas un commutateur spatial de multiplex mais, il permet de réaliser une commutation spatiale sur les voies multiplexées temporellement.

3- Association de deux commutateurs

3-1. Introduction

On a vu dans le paragraphe précédent qu'un réseau de connexion formé d'un seul étage T ou d'un seul étage S ne permettait pas la commutation de voie et de jonction.

Pour répondre à ce problème, nous allons associer deux étages.
Quatre cas sont possibles :

- 1) groupement de deux étages T
- 2) groupement de deux étages S
- 3) groupement d'un étage S et d'un étage T
- 4) groupement d'un étage T et d'un étage S

* Deux étages temporels (T), ne résoudront pas le problème de la commutation de jonction.

* Deux étages spatio-temporels, ne résoudront pas le problème de la commutation de voie.

On étudiera donc les deux combinaisons des deux étages de types différents

3-2. Commutateur T.S.

3-2-1. Structure générale

Chacune des jonctions entrantes dans le réseau de commutation sera reliée à un commutateur temporel : le rôle de celui-ci sera de réaliser la commutation de voies.

La sortie de chacun de ces commutateurs temporels sera reliée au commutateur spatio-temporel qui permettra la commutation de jonctions. fig. 9-11.

3-2-2. Principe de fonctionnement

(Se reporter à la figure 9-11 où l'on supposera que les commutateurs temporels sont à commande AVAL et que les trois jonctions sont synchrones).

Pendant un IT (3,9 μ s)

- 1) On écrit la MPA à l'adresse indiquée par le compteur d'IT.
- 2) On lit la MPA à l'adresse donnée par le contenu de la MAT à l'adresse indiquée par le compteur d'IT,

On établit des connexions dans le réseau spatio-temporel à l'aide des informations lues dans les MCS à l'adresse indiquée par le compteur d'IT.

Le traitement des informations pendant la durée d'un IT, sera effectué simultanément sur toutes les jonctions.

3-2-3. Exemple de fonctionnement. (fig. 9-11)

On veut commuter la voie a de la jonction J₀, ITO vers la jonction J₂, IT₃.

* A l'ITO on mémorise la voie a sur l'IT₃ de la jonction J₂, il faut donc commuter la voie a de l'ITO vers l'IT₃ dans le temps.

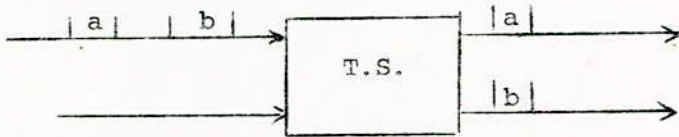
* A l'IT₃ on lit la MPA à l'adresse 0 et l'on effectue la connexion de la jonction J₀ avec la jonction J₂. Ceci permet de sortir la voie a du commutateur temporel à l'IT₃ et de l'aiguiller vers la jonction J₂.

3-2-4. Avantages et inconvénients

Le commutateur TS réalise bien de la commutation de jonction et de voie. Mais pour commuter une voie d'une jonction à une autre, il n'existe qu'un seul chemin : dans l'exemple précédent il n'y avait qu'une seule possibilité, le commutateur temporel devait déplacer la voie a de l'ITO à l'IT3 et le commutateur spatio-temporel devait établir la connexion Jo - J2 à l'IT3.

Inconvénient : un réseau de connexion du type TS a un taux de blocage élevé.

Cas de blocage :



3-3. Commutateur S.T.

3-3-1. Structure générale

Les jonctions entrantes sont reliées au commutateur spatio-temporel qui permettra la commutation de jonction.

Chacune des sorties de ce commutateur spatio-temporel est reliée à un commutateur temporel qui assure la commutation de voie (fig. 9-12).

3-3-2. Principe de fonctionnement

Pendant un IT ($3,9\mu s$) :

1) On établit des connexions dans le réseau spatio-temporel à l'aide des informations lues dans les MCS à l'adresse indiquée par le compteur d'IT.

On écrit la MPA à l'adresse donnée par le contenu de la MAT à l'adresse indiquée par le compteur d'IT..

2) On lit la MPA à l'adresse indiquée par le compteur d'IT.

Le traitement des informations pendant la durée d'un IT sera effectué simultanément sur toutes les jonctions.

3-3-3. Exemple de fonctionnement (fig. 9-11)

On veut commuter la voie "a" de la jonction Jo, ITO vers la jonction J1, IT3 :

* A l'ITO, on commute la voie "a" de la jonction Jo vers le commutateur temporel n° 1 (correspondant à la jonction J1).

On écrit a à l'adresse 3 de la MPA 1 (commutateur temporel à commande AMONT),

* A l'IT 3, on lit la MPA 1 à l'adresse 3 c'est-à-dire que l'on envoie "a" sur la jonction 1 et à l'IT 3.

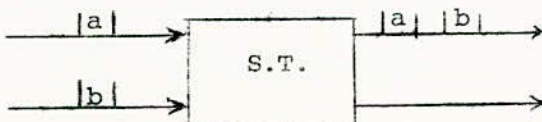
3-3-4. Avantages et inconvénients

* Le commutateur type ST réalise bien la commutation de jonction et de voie,

* Pour commuter une voie d'une jonction vers une autre il n'existe qu'un seul chemin.

Un réseau de type ST a un taux de blocage élevé.

Cas de blocage :



3-4. Etage T a plusieurs jonctions

3-4-1. Structure générale

Chacune des jonctions entrantes est reliée à un commutateur temporel qui permettra la commutation de voie. La sortie de chacun des commutateurs est reliée à une porte logique ou. La sortie de celle-ci^{ne} présentera une information cohérente que dans la mesure où durant un même instant ses entrées ne recevront pas les informations provenant de plusieurs commutateurs temporels. On présentera en parallèle et donc successivement, à l'entrée de ce ou, les voies venant des différents commutateurs (pendant la durée d'un IT = $3,9\mu s$). On voit apparaître ici la notion de temps interne (it) temps de présentation d'une voie venant d'un commutateur temporel sur une entrée du ou. Ce type de traitement nécessite de lire les MPA des commutateurs temporels de façon globale et non plus indépendante comme dans le cas des réseaux précédents.

A chaque temps interne on ne lit qu'une seule ~~asse~~ mémoire, de l'ensemble des MPA, on a donc une mémoire de commande à $n \times 32$ lignes (n étant le nombre de jonctions arrivant sur le réseau, 32 pour le cas du TN1). Chaque ligne de la mémoire de commande contient le numéro de la MPA et l'adresse dans cette MPA où se trouve la voie à commenter. fig. 9-13.

Pour redistribuer les informations sur chacune des jonctions sortantes, il suffit de démultiplexer la sortie du ou en fonction du it dans le IT. On ajoutera des registres pour calibrer dans le temps les informations ($3,9\mu s$).

3-4-2. Principe de fonctionnement

Pendant l'IT_j ($3,9\mu s$) fig. 9-14

- 1) On écrit chacune des MPA à l'adresse indiquée par chacun des compteurs IT,
- 2) On lit une (parmi les n) MPA à une certaine adresse (1 parmi 32). Le numéro de la MPA et l'adresse à y lire seront donnés par le contenu de la mémoire de commande (M.C.) à l'adresse définie par IT_j et ito c'est à dire que l'on est venu chercher la voie qui doit être émise sur la jonction JO, IT_j. Cette voie passe à travers le ou et est aiguillée vers la jonction JO.
- 3) De la même façon on va venir chercher la voie qui doit être émise sur la jonction J1, IT_j (à l'it1). On continue comme ceci jusqu'à la jonction Jn-1.

3-4-3. Exemple de fonctionnement

(se référer à la figure 9-14)

On veut commuter la voie a de la jonction J1, IT3 sur la jonction J2, IT31.

A l'IT3 on enregistre la voie a à l'adresse a de la MPA.

A l'it2 (numéro de la jonction sortante de la voie a) de l'IT31 (numéro de l'IT de sortie de la voie a) on lit la MPA1 à l'adresse 3. On envoie donc à l'entrée du ou pendant it2 la voie a qui est ensuite aiguillée sur le registre de la jonction J2.

3-4-4. Avantages, inconvénients

* Un réseau de connexion du type T à plusieurs jonctions est assimilable à un réseau TS. Il permettra la commutation de voie et de jonction.

* Pour commuter une voie d'un endroit vers un autre, il n'existe qu'un seul chemin mais ce chemin est propre à la voie d'entrée.

* Un réseau de connexion de type T à plusieurs jonctions est un réseau sans blocage.

* On a vu qu'il fallait partager un IT en $(n + 1)$ it (n étant le nombre de jonctions). Plus on augmentera la capacité d'un tel réseau plus sa vitesse interne augmentera. La vitesse est limitée par les contraintes technologiques.

Actuellement le temps d'accès mémoire minimum est sensiblement égal à 120 ns.

d'où : $it = 120 \text{ ns}$

$$(n+1) it = IT = \frac{125 \mu s}{32} \text{ d'où } (n+1) = \frac{125 \cdot 10^{-6}}{32 \times 120 \times 10^{-9}} \approx 33$$

d'où $n = 32$

On est donc limité à l'heure actuelle à un réseau de base de 32 jonctions

En conclusion un réseau de connexion de type T à plusieurs jonctions conviendra parfaitement pour des centraux de petite capacité.

3-5. Commutateur dit de type T.T.

3-5-1. Structure générale

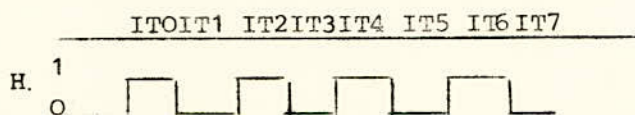
Chaque jonction entrante est reliée à un commutateur temporel qui assurera une première commutation de voie. La sortie de chacun de ces commutateurs temporels sera reliée à un système de multiplexeurs qui orientera les voies en fonction d'une horloge vers différents commutateurs temporels de sortie qui assureront une seconde commutation de voie. Ceci augmente les possibilités de choix des instants de passage entre les deux étages T.

3-5-2. Principe de fonctionnement

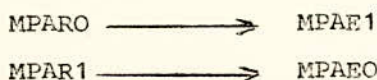
Pour réaliser la commutation de jonction, il suffira de commuter la voie entrante, à l'aide du premier commutateur temporel, sur un IT pair ou impair suivant la jonction de sortie choisie. L'étage temporel de sortie permettra la commutation des voies. fig. 9-15.

3-5-3. Exemple de fonctionnement

On supposera :



On veut commuter la voie A jonction O, IT2 sur la jonction J1, IT5, et la voie B jonction J1, IT3 sur la jonction JO, IT1. On peut remarquer que pour les IT pairs on a :



Donc pour réaliser nos deux commutations on choisira un IT interne par exemple l'IT2.

D'où le déroulement de la commutation :

- * à l'IT2, on enregistre A à l'adresse n2 de la MPARO,
- * à l'IT3, on enregistre B à l'adresse 3 de la MPAR 1.

Ayant choisi l'IT2 comme IT interne, on choisira donc A et B à l'I.T.2. On aura donc :

- à l'adresse 2 de la MATRO 2
- à l'adresse de la MATR 3.

- * A l'IT 2 on sort donc A et B des MPAR 3 et MPAR 1.
- A est orienté vers MPAE 1 à l'adresse 5 indiquée par la MATE 1.
- B est orienté vers MPAE 0 à l'adresse 1 indiquée par la MATEO.

- A doit sortir à l'IT 5
- B doit sortir à l'IT 1.

3-5-4. Avantages et inconvénients

Le réseau de connexion de type TT est un TST avec un étage non programmable, il réalise la commutation de voie et de jonction.

- * équivalence spatiale d'un réseau temporel.

Un commutateur temporel permet, dans le cas simple de commuter 32 voies entre elles avec accessibilité totale et sans blocage.

* Chacune des entrées a accès à n'importe quelle sortie (accessibilité totale)

* Si 31 entrées sont occupées, on aura 31 sorties d'occupées, la 32ème entrée aura accès à la 32ème sortie non occupée (sans blocage). On pourra considérer que les numéros des entrées correspondent aux numéros des IT de la jonction entrante dans le commutateur temporel; on prendra la même convention pour les sorties et les IT de la jonction sortante.

Son taux de blocage est fonction du nombre de jonctions à commuter : On a vu précédemment que :

$$\left[\begin{array}{cc} \text{MPARO} & \text{MPAEO} \\ \text{MPAR1} & \text{MPAE1} \end{array} \right] \text{ IT impairs}$$

et

$$\left[\begin{array}{cc} \text{MPARO} & \text{MPAE1} \\ \text{MPAR1} & \text{MPAEO} \end{array} \right] \text{ IT pairs}$$

On aura donc l'équivalent spatial suivant : fig. 9-16.

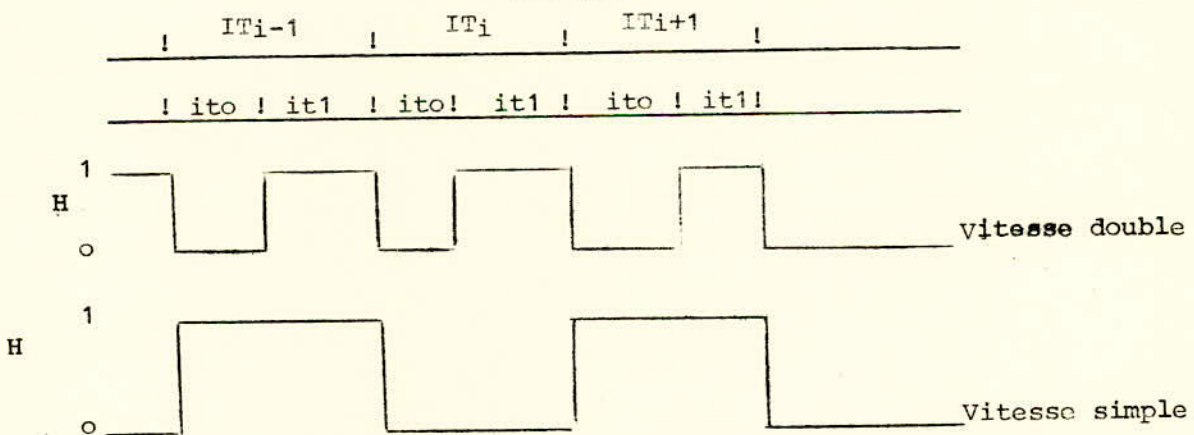
. pendant les IT pairs, le commutateur de réception 0 est relié au commutateur d'émission 1,

. pendant les IT impairs le commutateur de réception 0 est relié au commutateur d'émission 0. On voit sur la fig. 9-17, que pour aller d'un I.T. d'une jonction vers un autre IT d'une jonction il existe 16 chemins possibles.

Dans le cas où l'on augmente ^{le nombre} de jonctions on voit que l'on est limité par le nombre d'IT dans une trame (voir fig. 9-17). Aussi pour y aller d'une jonction à une autre jonction, il n'existe qu'un seul chemin; on aura donc un risque de blocage élevé.

* Inconvénient du réseau type TT : le taux de blocage augmente avec la capacité.

On peut remarquer que pour augmenter les chemins pour aller d'une jonction à une autre, on peut imaginer de diviser les IT en deux parties. Une partie serait utilisée pour aller sur un commutateur émission, l'autre pour aller sur un autre commutateur. On travaillera alors à vitesse double :
réception



On voit ainsi qu'en travaillant à vitesse double, pour une même configuration, on multiplie par deux le nombre de chemins pour aller d'une jonction à une autre.

Cette solution permet d'augmenter la capacité d'un réseau de type T.T. mais on est limité par la technologie.

Une autre solution peut être envisagée, étant limité par le nombre de sorties d'un étage T, on peut imaginer de multiplexer plusieurs jonctions pour entrer ensuite sur un seul commutateur temporel.

Actuellement on est limité par la vitesse de fonctionnement des différents éléments binaires à 16 jonctions.

On aura donc $16 \times 32 = 512$ voies. (fig. 9-18)

On voit qu'avec ce type de commutateur temporel pour un même taux de blocage, on pourra augmenter la capacité d'un réseau type TT (voir fig. 9-19) par comparaison avec 9-17.

* Inconvénient du réseau de connexion du type TT

Mauvaise modularité d'extension; si l'on se reporte aux figures 9-16 et 9-17, où l'on passe d'un réseau à deux jonctions à une autre à 32 jonctions on voit, qu'il faut reconfigurer complètement les liaisons entre les étages d'entrée et de sortie.

On aura donc beaucoup de difficultés à étendre un réseau de ce type.

En conclusion

Ce réseau présente par rapport aux autres réseaux à 2 étages des avantages certains quant aux liaisons entre étages et au blocage. Il existe en effet plusieurs chemins pour joindre deux voies déterminées, le temps de transfert interne est indépendant des voies en émission et en réception.

Par contre le nombre de chemins diminue lorsque le nombre de commutateurs augmente; l'extension d'un tel réseau est très difficile puisqu'il faut soit réaffecter les voies du multiplex interne, soit réaffecter des liaisons physiques.

- Annexe à l'étude du commutateur TT

On peut trouver un autre type de brassage dans un réseau du type TT. (fig. 9-20).

L'avantage de ce type de brassage est la grande facilité de pouvoir passer de ce type réseau TT à un type de réseau TST (avec un étage S programmable). En effet, il suffit de placer un ou plusieurs étages S entre les démultiplexeurs et les multiplexeurs.

On obtiendra alors un réseau TST avec tous ses avantages : capacité, taux de blocage.

3-6. Récapitulatif des réseaux de connexion à 2 étages

On a vu que les réseaux TS et ST avaient un fort taux de blocage, il ne seront donc pas utilisés en général. Par contre, les réseaux T à plusieurs jonctions et TT ont des taux de blocage satisfaisants dans certaines conditions. De toute façon, on est limité en capacité, pour ces deux types de réseaux, par la vitesse de fonctionnement elle-même limitée par la technologie.

Les réseaux de types T à plusieurs jonctions et du type TT seront donc utilisés par des petites ou moyennes capacités. Pour atteindre des capacités plus grandes, il faudra donc ajouter un étage de plus. On s'achemine donc vers des réseaux à trois étages.

4- ASSOCIATION DE 3 COMMUTATEURS

4-1. Introduction

On a vu dans le paragraphe précédent, que si on considérait de grande capacités on était amené à considérer des réseaux à 3 étages. Avec 3 étages on a huit possibilités.

SSS - SST - TSS - TTS - STT - TTT - STS - TST

On étudiera uniquement les configurations qui, actuellement, sont les plus utilisées, donc les réseaux STS et TST. Le réseau du type TTT est en fait un TSTST, il n'est pas utilisé actuellement pour des problèmes de technologie mais fait l'objet d'études très approfondies car il se prête à une intégration du matériel très poussée.

4-2. Le réseau STS

4-2-1. Structure générale

Les jonctions entrantes sont reliées au commutateur spatio-temporel d'entrée.

Chacune des sorties du commutateur spatio-temporel d'entrée est reliée à un commutateur temporel. Les sorties de commutateurs temporels sont reliées au commutateur spatio-temporel de sortie. (fig. 9-21 et 9-22).

4-2-2. Principe de fonctionnement

Se rapporter à la figure 9-21 où l'on supposera le commutateur temporel à commande AVAL.

Si on veut commuter la voie X de la jonction J à l'IT_i sur la jonction k à l'IT_s.

1) On cherche parmi tous les commutateurs temporels un, dont la ligne d'adresse i de la MPA est libre. (Si cette condition est réalisée dans plusieurs commutateurs temporels on aura alors un choix à faire).

2) A l'IT_i, l'étage spatio-temporel d'entrée relie la voie x de la jonction J_j au commutateur temporel choisi.

3) A l'IT_s, on sort la voie x du commutateur temporel et on l'oriente sur la jonction k à l'aide de commutateur spatio-temporel de sortie.

4-2-3. Exemple de fonctionnement

On veut commuter la voie A de la jonction J₀ à l'IT₃ sur la jonction J₁ à l'IT₂.

1. On choisit de passer par le commutateur n°2 (la ligne 3 de la M.P.A2 est libre,

2. A l'IT₃, on relie la jonction J₀ à la M.P.A.2 sous la commande de la MCSRO qui établit le point de connexion "2". On écrit A à l'adresse 3 de la M.P.A.2.

3. A l'IT₃ (de la trame suivante), on lit la MPA2 à l'adresse indiquée par la MAT. On relie la sortie de la MPA2 à la jonction J₁ sous la commande de la MCSE2 qui établit le point de connexion 1.

4-2-4. Avantages et inconvénients

* les étages S d'entrée et de sortie permettent de répartir les inégalités de trafic sur les commutateurs temporels.

* le réseau STS peut-être replié dans certaines conditions;

* un tel réseau nécessite de présenter des jonctions à l'entrée absolument synchrones au niveau de l'e.b comme au niveau de la trame.

* Blocage

Supposons que dans l'exemple décrit précédemment la ligne 3 de la MPA2 est la seule libre et que la ligne 2 de la MAT est déjà occupée par une communication en cours. On aura dans ce cas un blocage.

Pour lever ce blocage il faudrait reconfigurer ou ajouter un commutateur temporel.

En fait, il existerait aussi dans ce cas une probabilité de blocage. Pour qu'un tel réseau soit sans blocage il faut que :

$$n \geq 2m - 1$$

avec : n étant le nombre de commutateurs T

m étant le nombre de jonctions J.

4-3. Le réseau TST

4-3-1. Structure générale

Chacune des jonctions entrantes est reliée à un commutateur temporel d'entrée.

Les sorties des commutateurs temporels sont reliées à un commutateur spatio-temporel qui assure le brassage entre les deux étages T.

Enfin chacune des sorties du commutateur spatio-temporel est reliée à un commutateur temporel de sortie.

4-3-2. Principe de fonctionnement

(voir figure 9-23).

On supposera que les commutateurs temporels d'entrée à commande Aval et ceux de sortie à commande Amont.

Pour commuter une voie x, jonction "k", IT_i sur la jonction "j" à l'ITS, il est nécessaire de trouver un ITR interne (parmi 32) qui permet la liaison entre la MPARK et la MPAE_j. A l'ITR choisi on lit la voie x à la ligne i de la MPARK, on transfère cette voie par l'intermédiaire du commutateur spatio-temporel vers la MPAE_j et on l'écrit à la ligne s de cette MPAE_j.

4-3-3. Exemple de fonctionnement (voir figure 9-24).

On veut commuter la voie A de la jonction J₁ à l'IT₃ sur la jonction J₀ à l'IT₂.

Pour cela :

1° On choisit l'IT interne 8 pour transférer la voie A de la MPAR₁ à la MPAE₀,

2° A l'IT₃ on écrit la voie A à l'adresse 3 de la MPAR₁,

3° A l'IT₈ :

- on lit la voie A à la MPAR₁
- on l'oriente vers la MPAE₀ sous la commande de la MCS₁ à la ligne 8, qui établit le point de contact,
- on écrit la voie A à la ligne 2 de la MPAE₀.

4° A l'IT₂ (de la trame suivante) : on lit à la MPAE₀ à l'adresse 2.

4-3-4. Avantages et inconvénients

- * le réseau TST permet de réaliser la synchronisation au niveau de la trame,
- * le réseau TST peut-être replié sous certaines conditions,
- * dans le cas où le dernier étage est à commande AVAL, par simple adjonction d'un élément binaire à la MATE, on peut envoyer les films et les tonalités (voies ~~sourcés~~ s) sur les jonctions sortantes (voir chapitre signalisation),
- * le TST présente une mauvaise adaptabilité aux déséquilibres du trafic,
- * Blocage

Supposons que, dans l'exemple de la fig. 9-24, la ligne 8 de la MATE₀ est déjà occupée par une autre communication en cours venant d'une autre jonction on aura donc dans ce cas, un blocage.

Pour lever ce blocage, il faut augmenter le nombre d'instant de transfert. Pour qu'un tel réseau soit sans blocage, il faut que :

$$n \geq 2 m - 1$$

n étant le nombre d'instant de transfert
m étant le nombre d'IT externe par trame.

5- Le repliage d'un T.S.T.

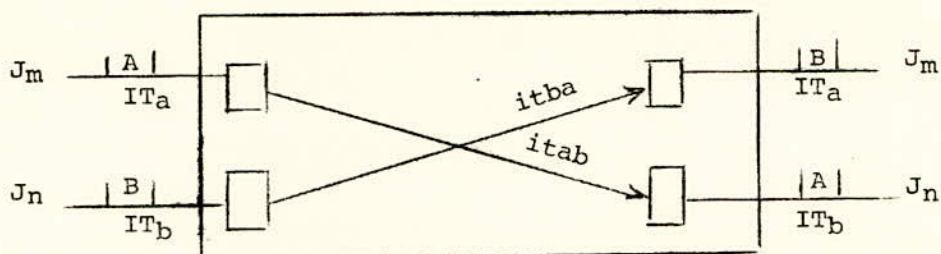
L'établissement d'une communication demande deux chemins dans le réseau, donc deux intervalles de temps de transfert interne.

Si l'on s'impose une relation entre ces deux intervalles, il suffit d'en chercher un seul pour une communication, l'autre en étant déduit immédiatement. Ceci permettra de simplifier le traitement au niveau du calculateur.

Pour une liaison entre A et B, on aura :

$$it_{ab} = F(it_{ba}) \mp it_{ba}$$

$$it_{ba} = F(it_{ab}) = it_{ab}$$



la fonction F est choisie en fonction de la technologie. Deux types de fonction sont utilisés :

$$- F(it) = it + \frac{n}{2} \quad n \text{ étant le nombre de voie de transfert.}$$

$$- F(2p) = 2p + 1$$

$$F(2p+1) = 2P$$

Cette méthode permet en outre d'économiser du matériel. Pour cela, il faut que le réseau soit symétrique, et l'on associe les étages opposés (premier et dernier etc..).

Un des étages doit être commandé par l'entrée (AMONT) et l'autre par la sortie (AVAL). Alors, la mémoire d'adresse temporelle peut commander les commutateurs de même rang de chacun des deux étages associés.

Exemple : Le commutateur temporel réception est à commande AVAL et celui d'émission AMONT et la fonction à commande AMONT et la fonction :

$$F(2it) = 2it + 1$$

$$F(2it+1) = 2it.$$

soit à relier :

l'abonné voie	1 (A)	jonction 0	à l'abonné	voie 3 (A')	jonction 1
"	voie 3 (B)	"	0	"	voie 0 (B')
"	voie 1(C)	"	1	"	voie 2 (C')

soit A l'information allant de	V1 Jo	à	V3 J1
A'	V3 J1	à	V1 Jo
B	V3 Jo	à	Vo Jo
B'	Vo Jo	à	V3 Jo
C	V1 J1	à	V2 Jo
C'	V2 Jo	à	V1 J1

les temps de transfert peuvent être déterminés de la façon suivante (fig.9-25)

it0	pour	A	
it1	pour	A'	avec itA' = itA+1 = it1
it2	pour	B	
it3	pour	B'	itB' = itB+1
it0	pour	C	
it1	pour	C'	itC' = itC+1

Si l'on regarde le contenu des mémoires d'adresse temporelle, nous constatons que :

à l'it0, on lit dans la MPAO l'adresse 1
et dans la MATEO l'adresse 2

à l'it1, on lit dans la MPAO l'adresse 2
et dans la MATEO l'adresse 1

On pourra donc réduire de moitié la quantité de mémoires d'adresse temporelle en utilisant la même mémoire pour la commande de la MPAO et de la MPAE, à condition d'aiguiller l'adresse vers l'une ou l'autre. (fig.9-26 et 9-27).

A l'ito, la première ligne des MAT est lue. La partie gauche est aiguillée vers les MPAR et la partie droite vers les MP AE (fig. 9-26).

La ligne 1 est lue dans la MPARO et transférée en ligne 3 de MP AE1 (le contenu de la ligne 0 de la MCSO est 1).

A it1, c'est toujours la première ligne des MAT qui est lue, mais la partie gauche est aiguillée vers la MP AE et la partie droite vers la MPAR (figure 9-31). La ligne 3 de MPAR1 est lue et transférée en ligne 1 de MP AEO (le contenu de la ligne 1 de MCS1 est 0).

Attention.- Pendant deux it consécutifs it2n et it2n+1, on lit la même ligne n des MAT mais on lit les deux lignes 2n et (2n+1) des MCS.

Même si l'on n'aboutit pas à une diminution du matériel, le principe du repliage est intéressant car il permet de simplifier la recherche de chemins.

6- Conclusion sur les réseaux temporels étudiés

* En général, les réseaux temporels sont commandés par des calculateurs. La recherche de chemin se fait suivant un algorithme figé. Ceci est une des causes du blocage.

* Dans le cas où il y a blocage au cours de l'établissement d'une communication, le système de commande ne reconfigure jamais le réseau. C'est-à-dire qu'il ne modifie pas les chemins déjà existants pour faire disparaître la cause de blocage.

* La vitesse est limitée par la technologie (en général 8 Mbits/s) aussi bien dans ces commutateurs T, que dans les commutateurs S.

* Il est important de noter qu'une panne d'un organe n'affecte pas plus de 256 communications : c'est-à-dire 256 voies dans un sens et 256 voie dans l'autre sens.

Pour des centraux à grande capacité dans le cas d'un réseau de type T.S.T., l'étage S ne pourra satisfaire à la condition de dimension maximum des centraux, on verra donc apparaître des réseaux de type TSST ou TSSST, ce qui en outre permet de limiter le nombre de points de croisement.

Types de réseaux utilisés en fonction de la capacité.

type de réseau	nombre de jonctions MIC maximum actuellement
T.S.T.	0 à 128
T.T.	0 à 2048
T à plusieurs jonctions	0 à 2048

7- Les nouvelles structures de réseau

Les progrès rapides de la technologie des circuits intégrés L.S.I. permettent de réaliser des structures de réseau de commutation numérique fondé sur un seul type de module de connexion élémentaire.

Ce module réalise la commutation spatiale et temporel sur un nombre limité de jonctions (exemple 8 ou 16) à 32 voies avec accessibilité totale et sans blocage.

La structure de ce commutateur utilise les principes déjà étudiés ou des systèmes totalement différents.

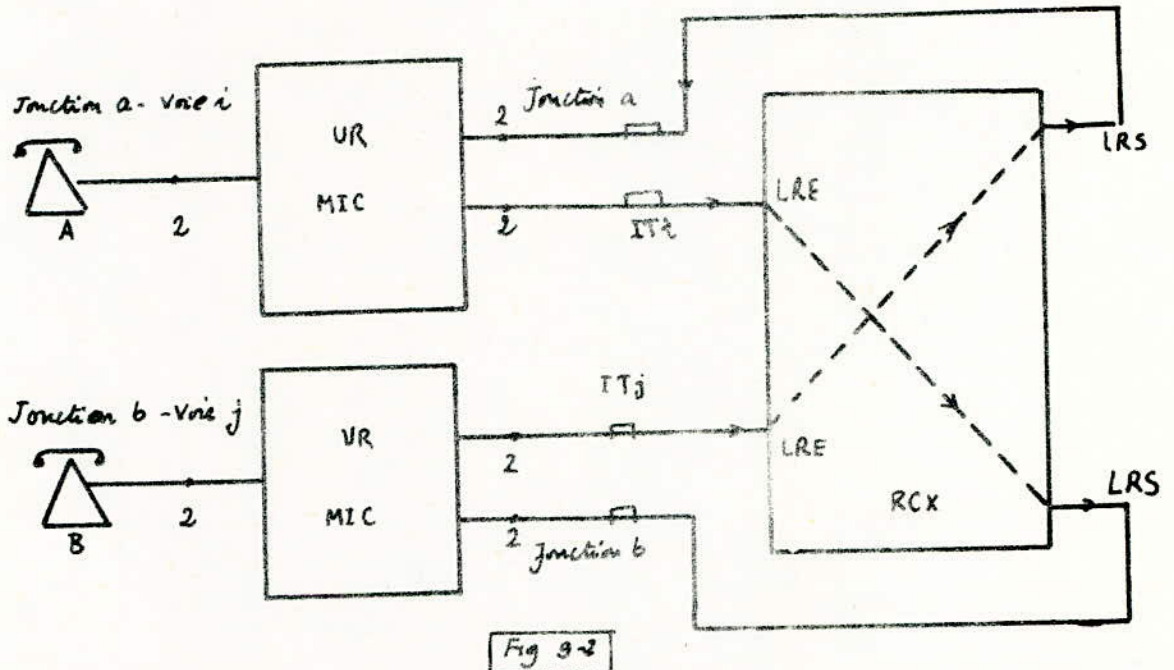
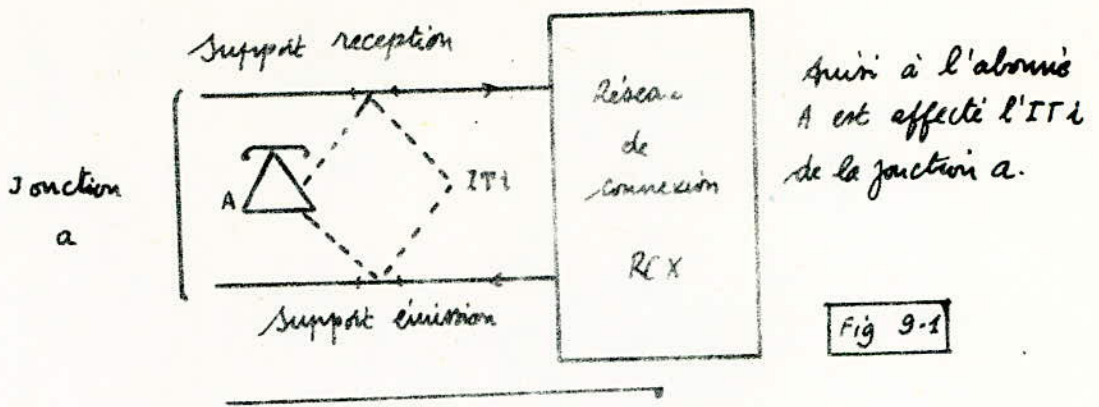
Ce commutateur élémentaire permet de réaliser des réseaux de capacité quelconque.

L'exemple d'un tel réseau se trouve représenté sur la figure 9-28.

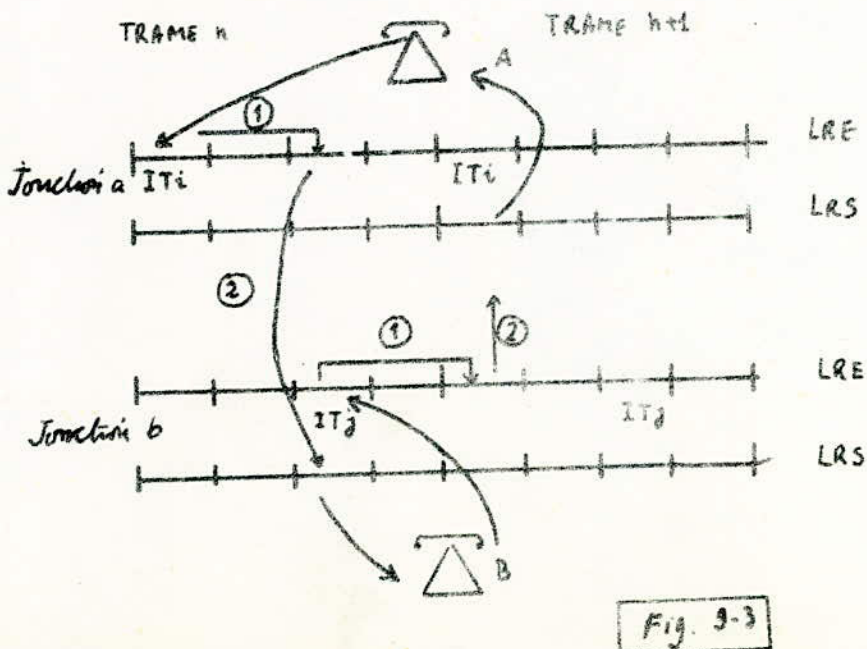
Cette conception modulaire du réseau offre plusieurs avantages:

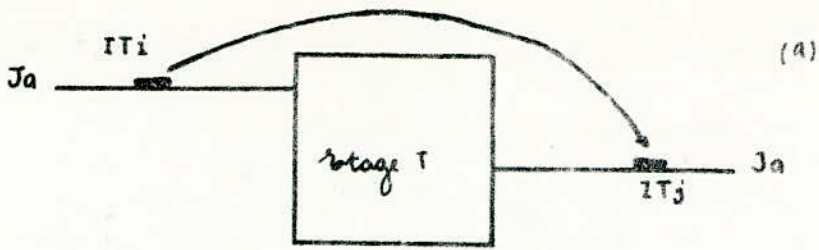
- . capacité de satisfaire les spécifications des centraux dans une large gamme allant jusqu'à 100.000 lignes ou 60.000 circuits avec une bonne modularité du coût.
- . Possibilité d'évolution associée au développement des technologies des circuits LSI sans nécessiter de modification du système.
- . Minimisation du coût des études, du produit (production de masse), des tests qui ne portent plus que sur un seul type de circuit, ce qui en accroît la fiabilité.

N.B. - L.S.I. : LARGE SCALE INTEGRATION.

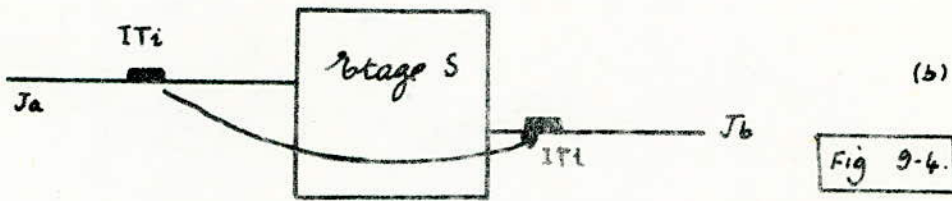


- Schéma d'une communication entre 2 abonnés A et B
- La connexion A → B peut se réaliser en deux opérations:
- 1) passage de la voie i jonction a sur la voie j jonction a.
 - 2) passage de la voie j jonction a sur la voie j jonction b.
de même pour la connexion B → A.
 - 1) passage de la voie j jonction b sur la voie i jonction b
 - 2) passage de la voie i jonction b sur la voie i jonction a





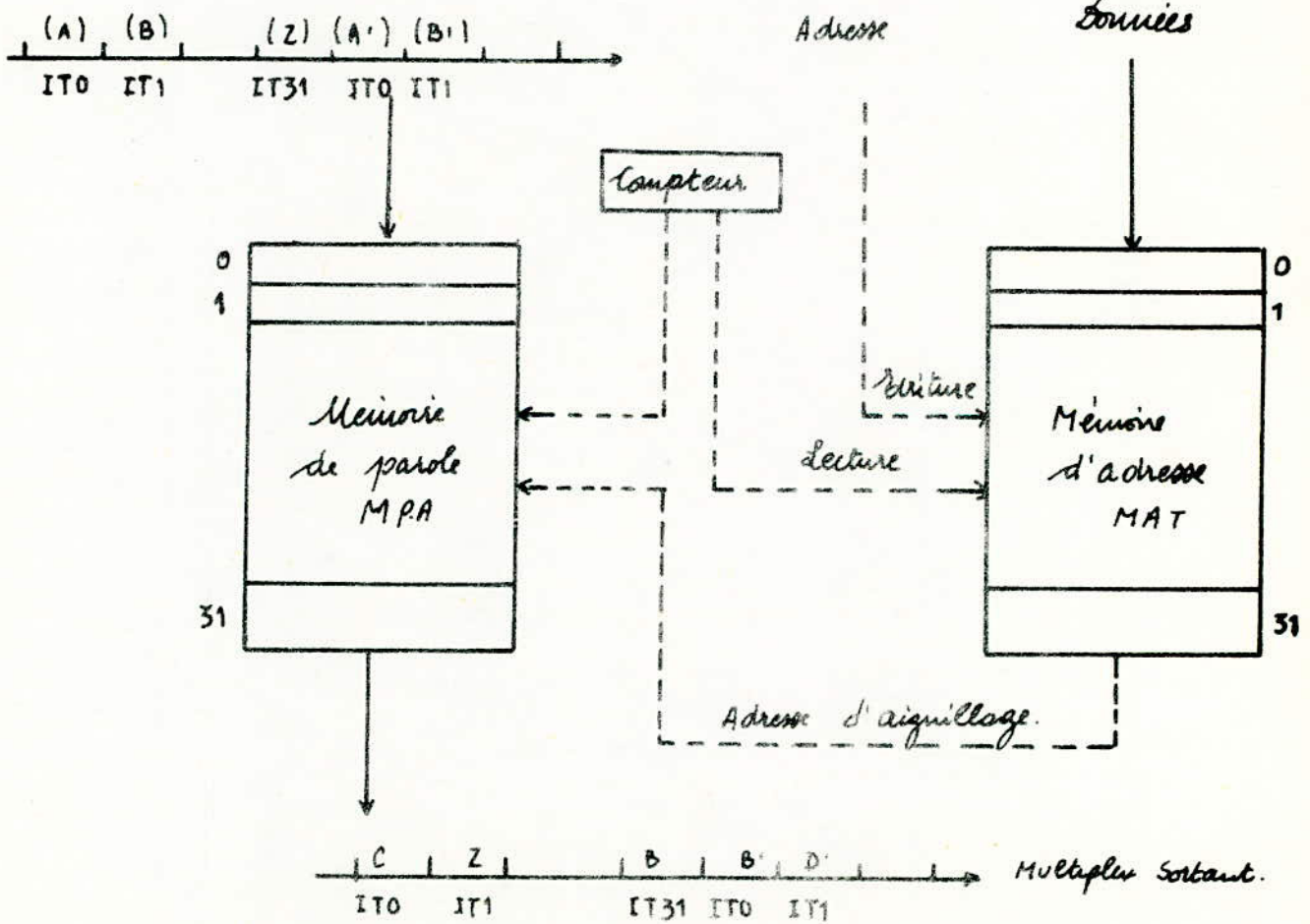
L'étage T permet le décalage d'un signal arrivant à l' IT_i sur une jonction à l' IT_j .



L'étage S permet le passage d'une jonction vers une autre.

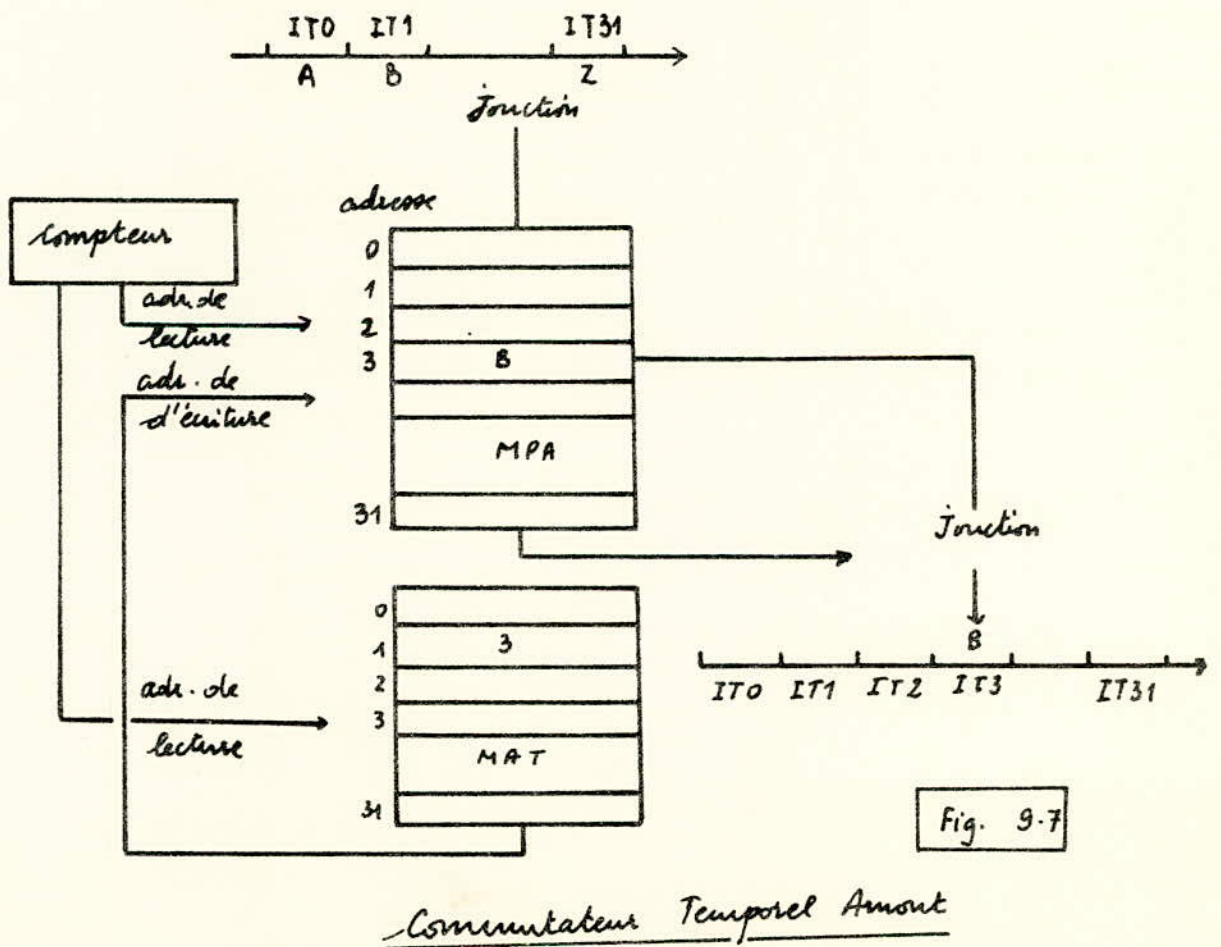
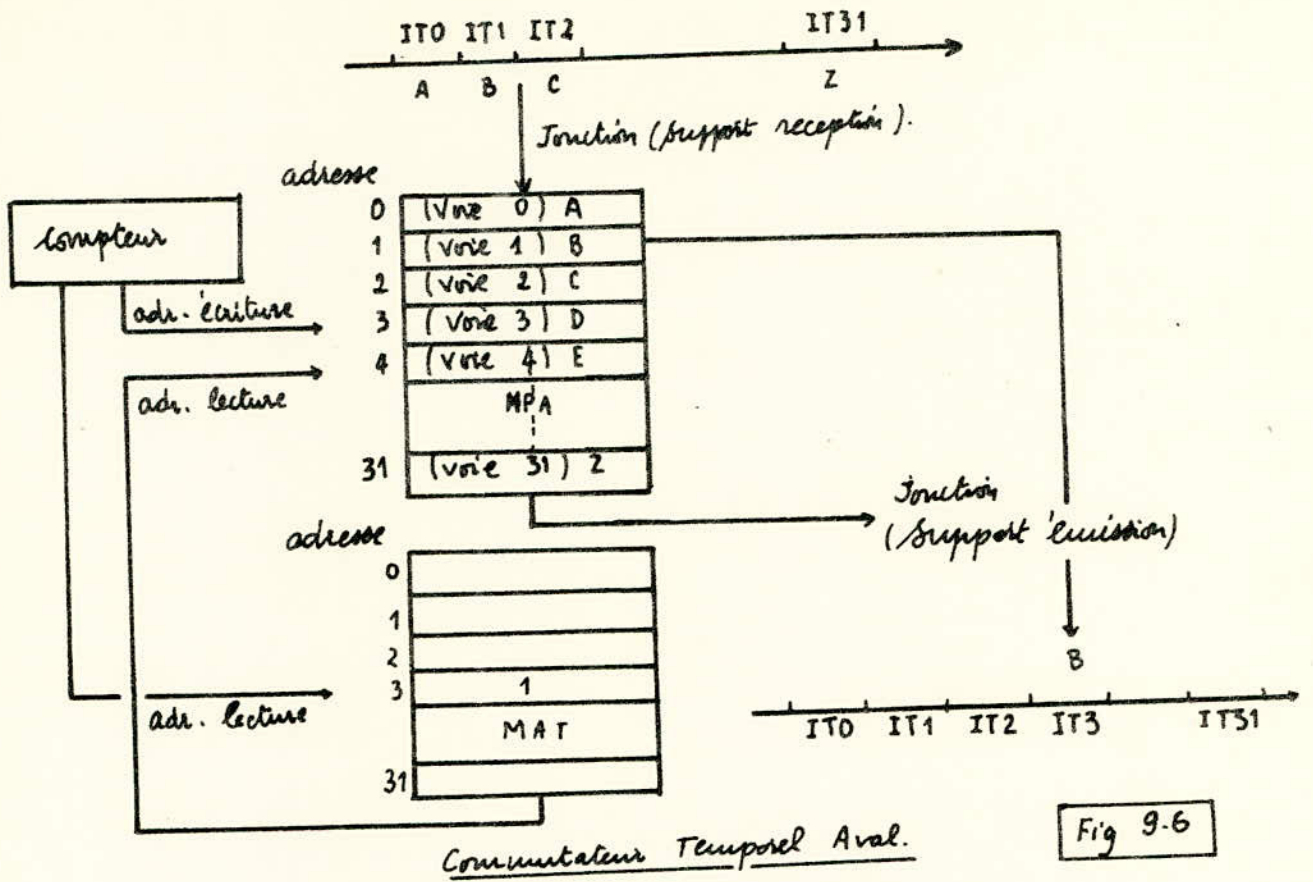
Fig 9-4.

De l'U.C.



Commutateur temporel.

Fig. 9-5



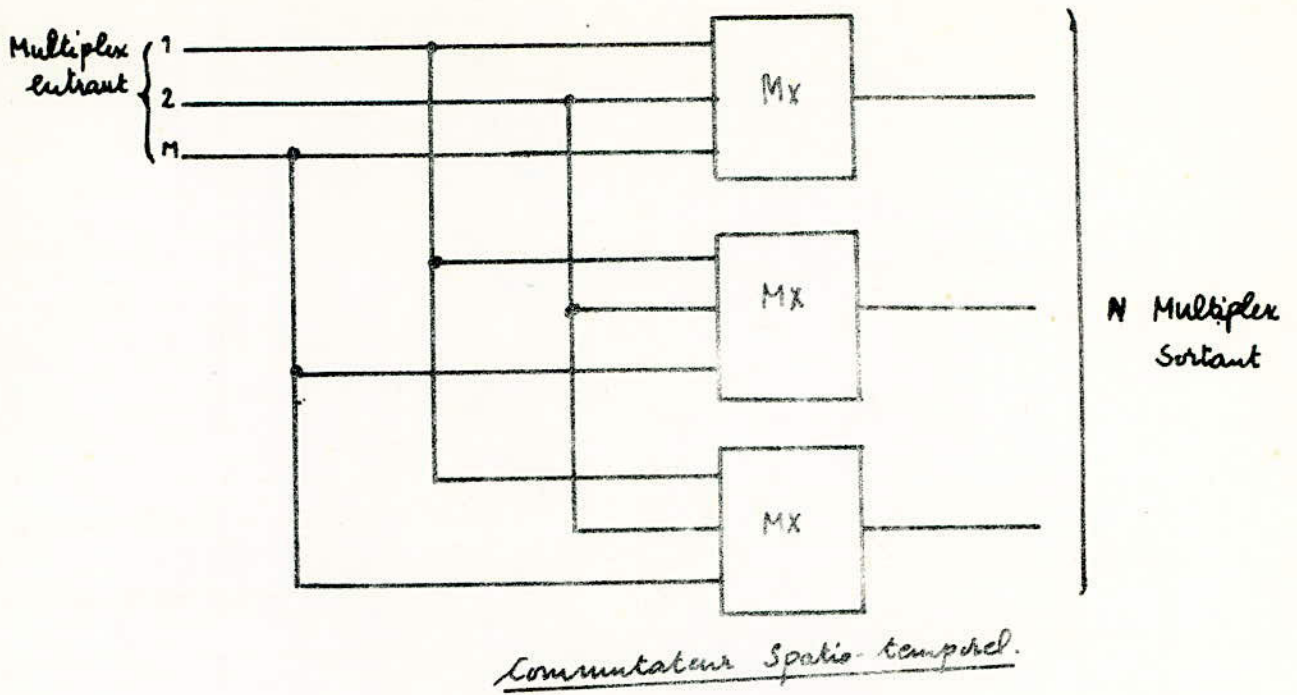


Fig. 9-8

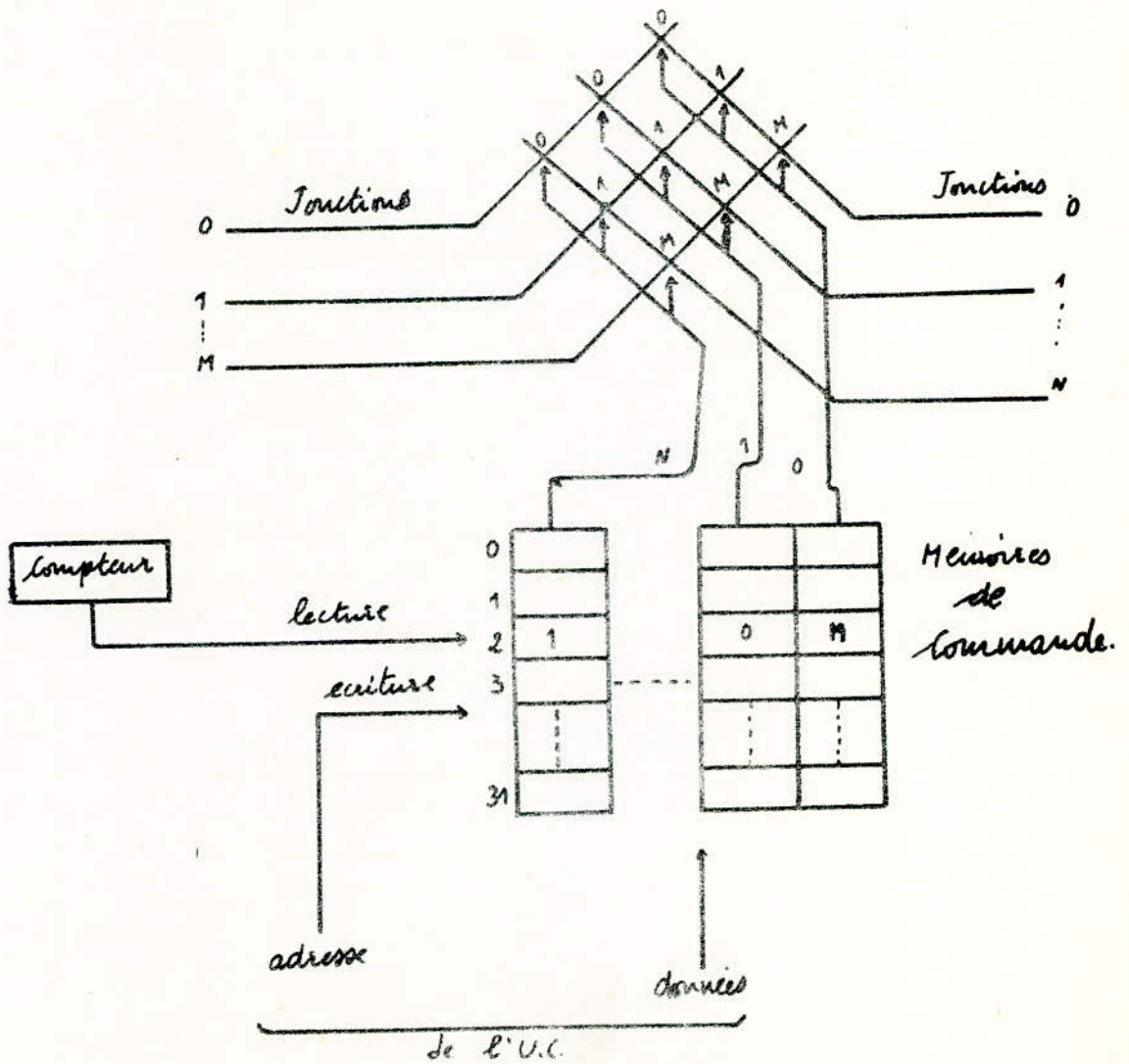
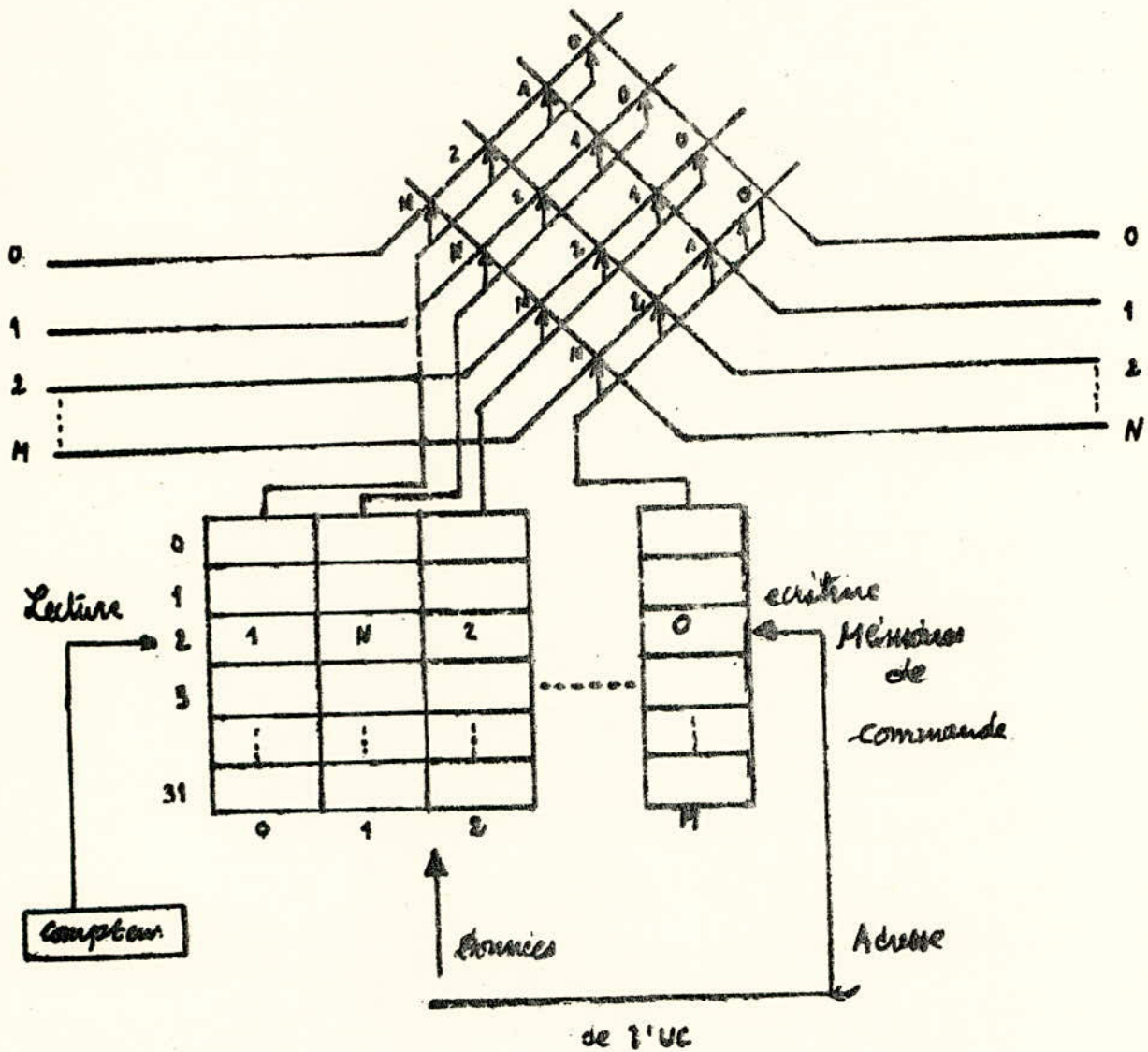


Fig. 9-9

Commutateur Spatio-Temporel

AMONT



A l'ITE on commande

- la jonction 0 à la jonction 1
- la jonction 1 à la jonction N
- la jonction 2 à la jonction 2
- la jonction M à la jonction 0

Fig. 9-10

Commutator type T-5:

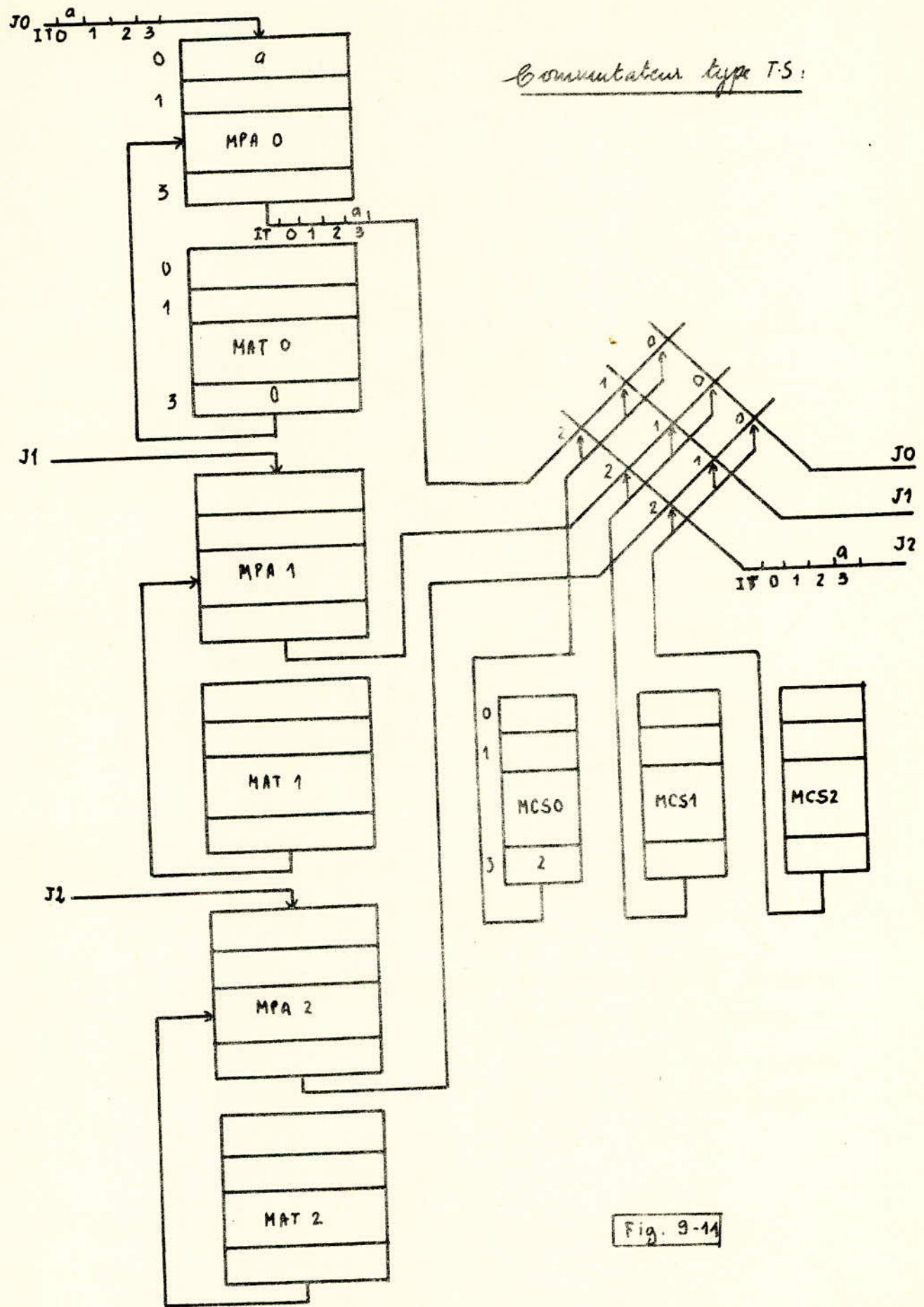


Fig. 9-14

Commutateur Type: ST.

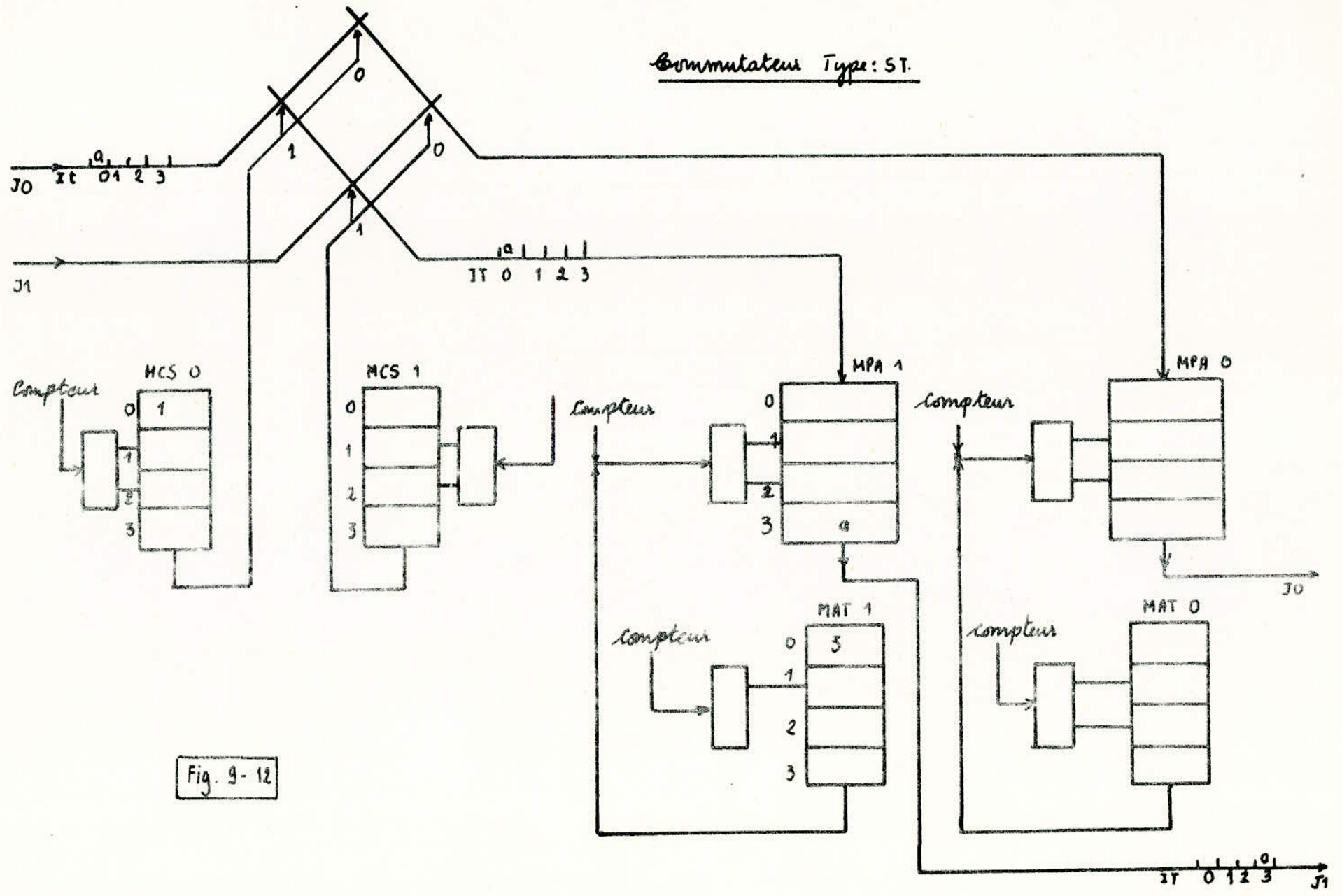


Fig. 9-12

Stage T à plusieurs Fonctions

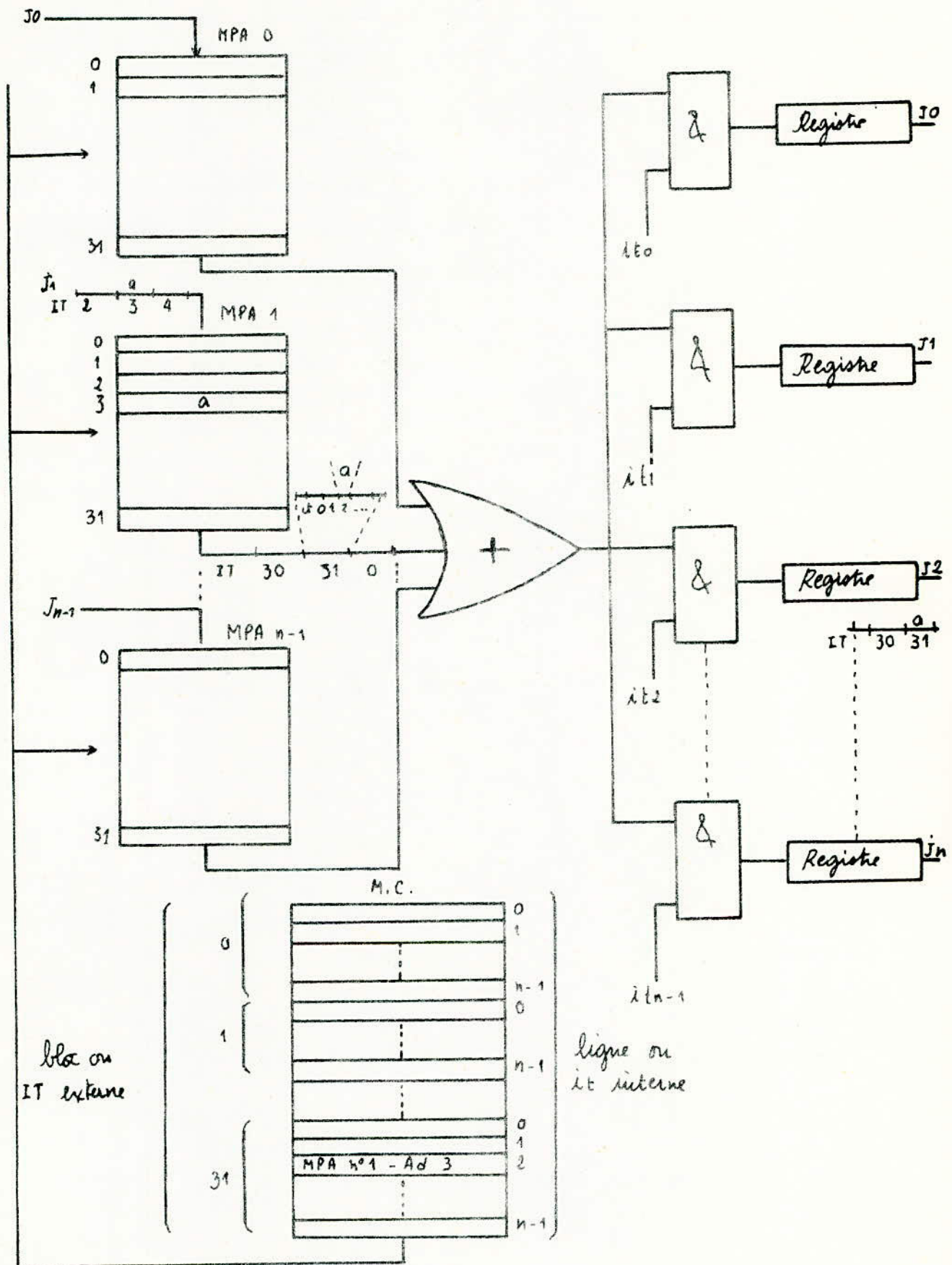


fig. 9-13

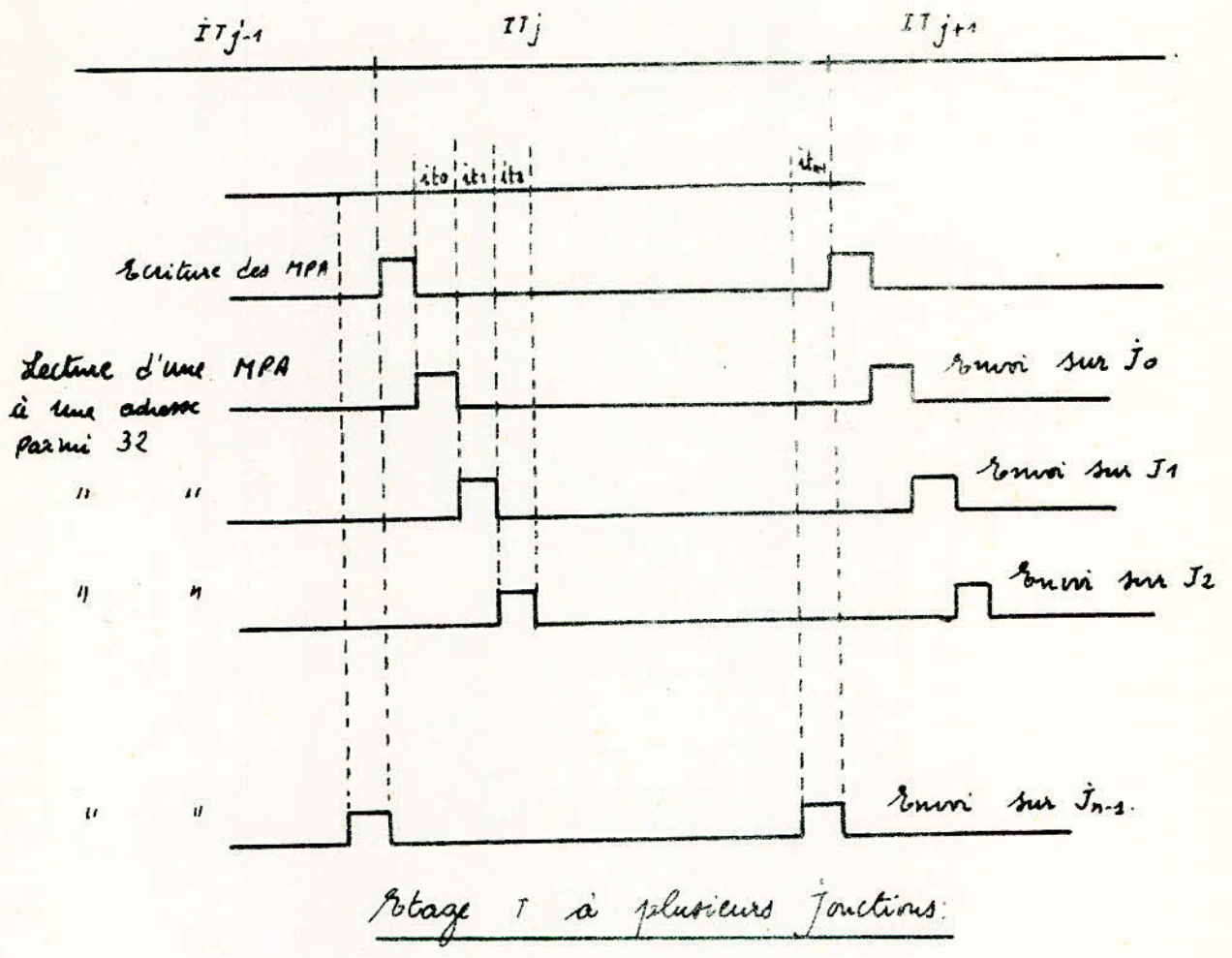


Fig. 9-14.

Commutateur Temporel. Type T.T.

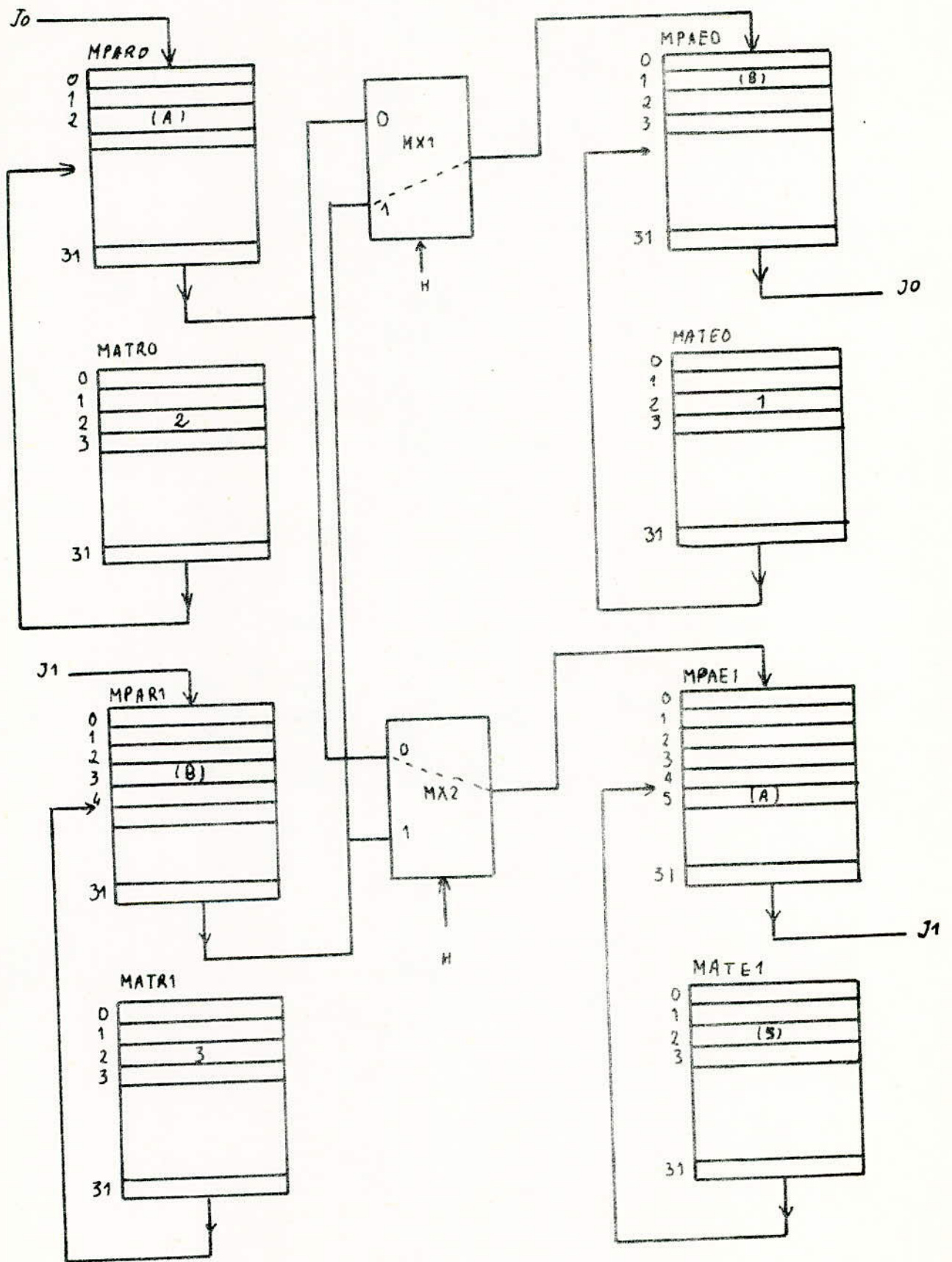
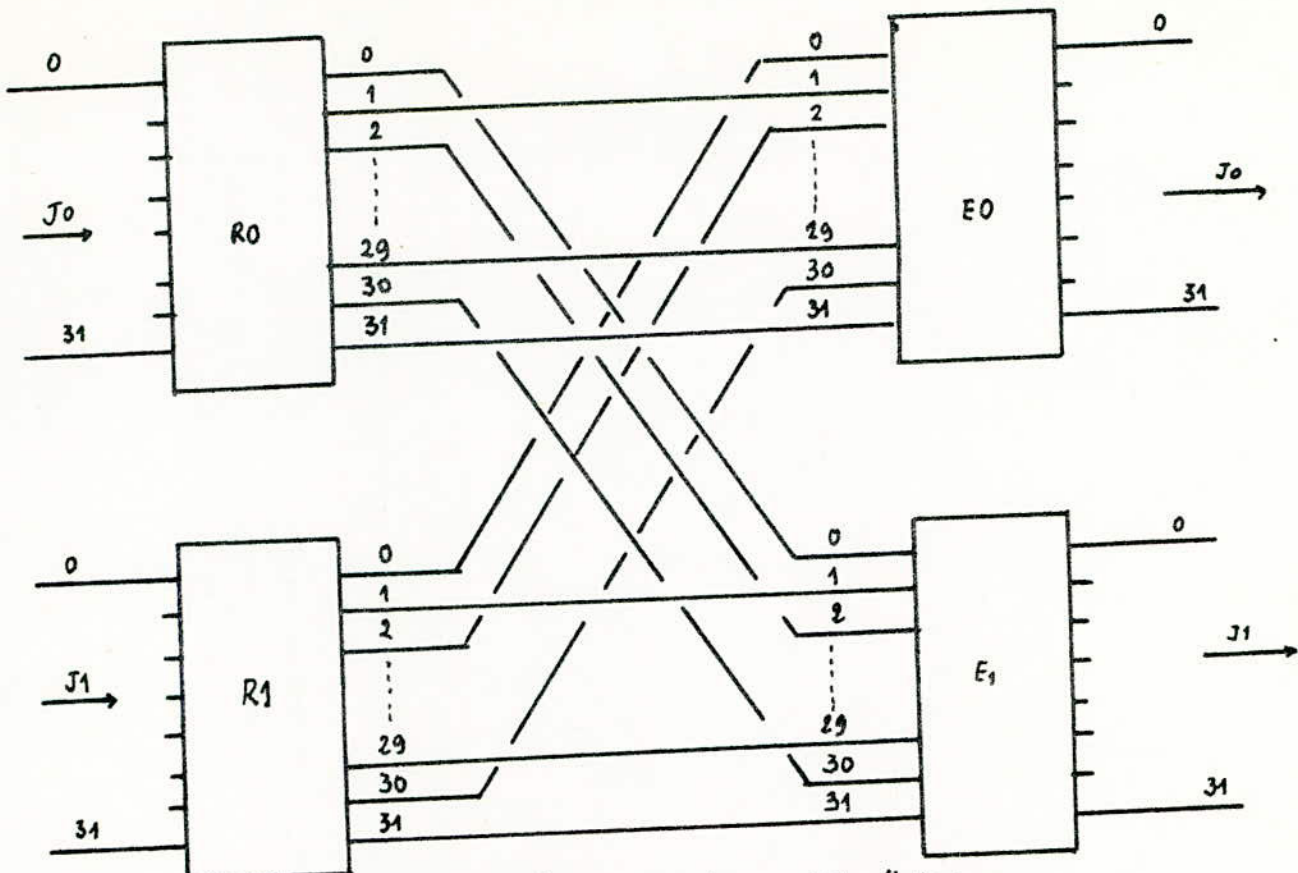


Fig 9-15



Chemins possibles entre un IT d'une jonction et un IT d'une autre jonction.

Fig 9-16

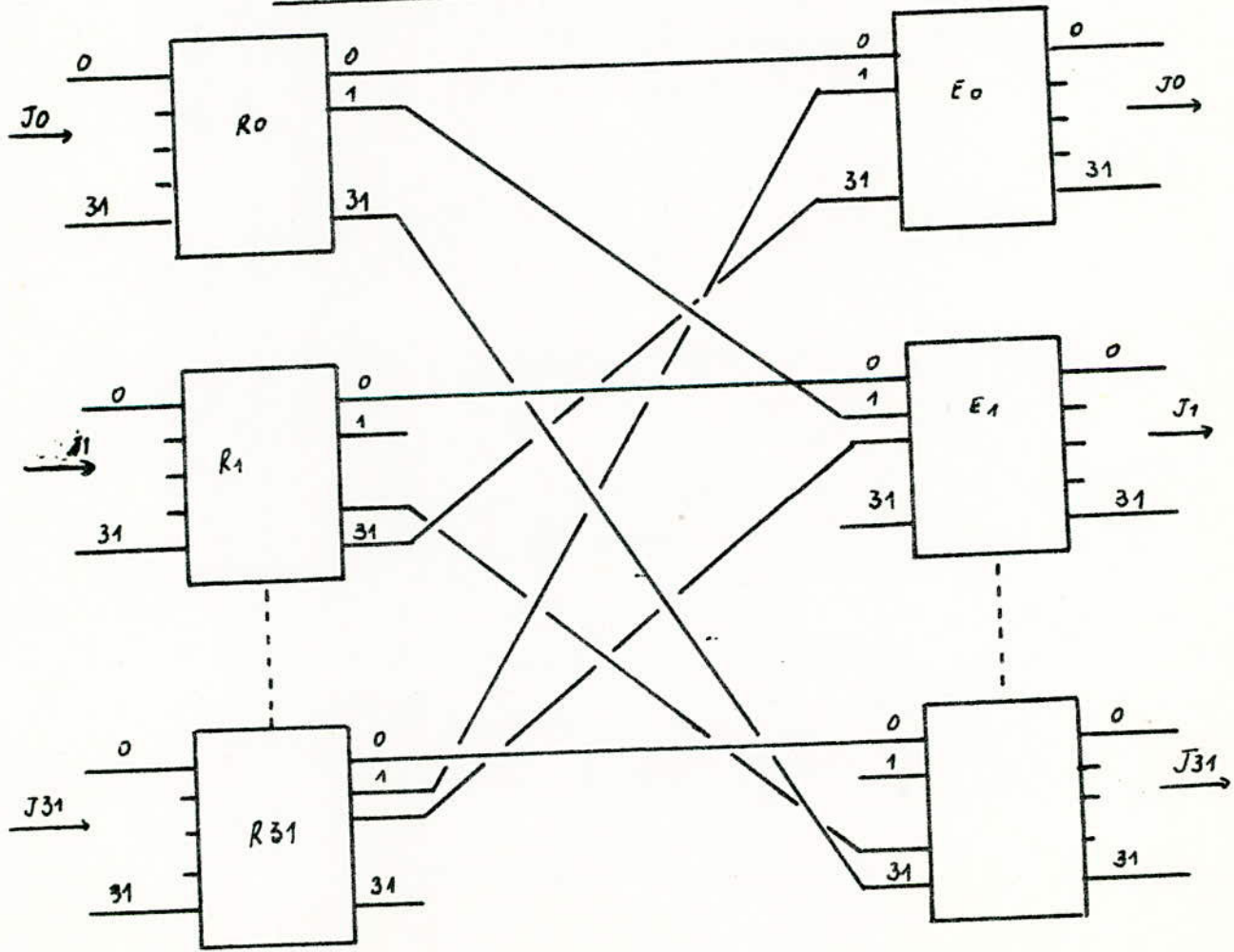


Fig 9-17

Equivalent Spatial d'un Réseau T.T.

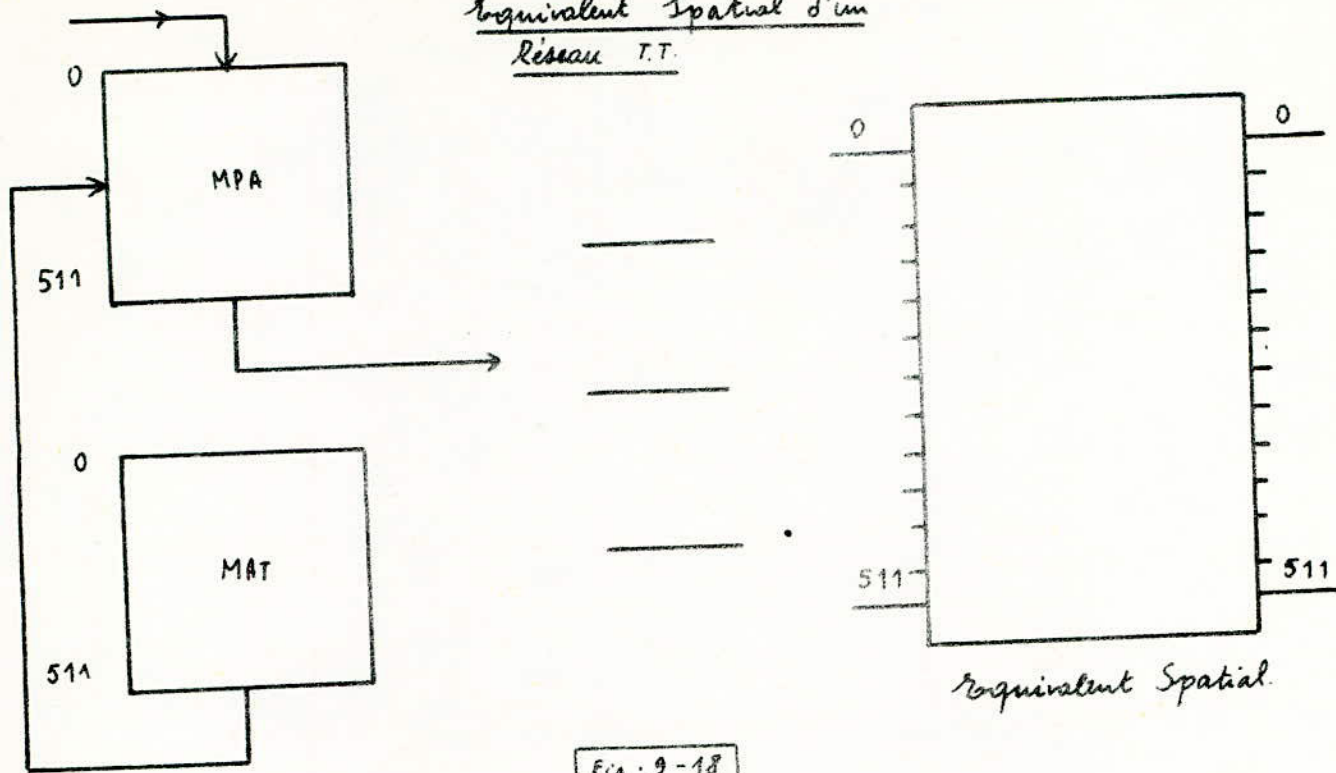
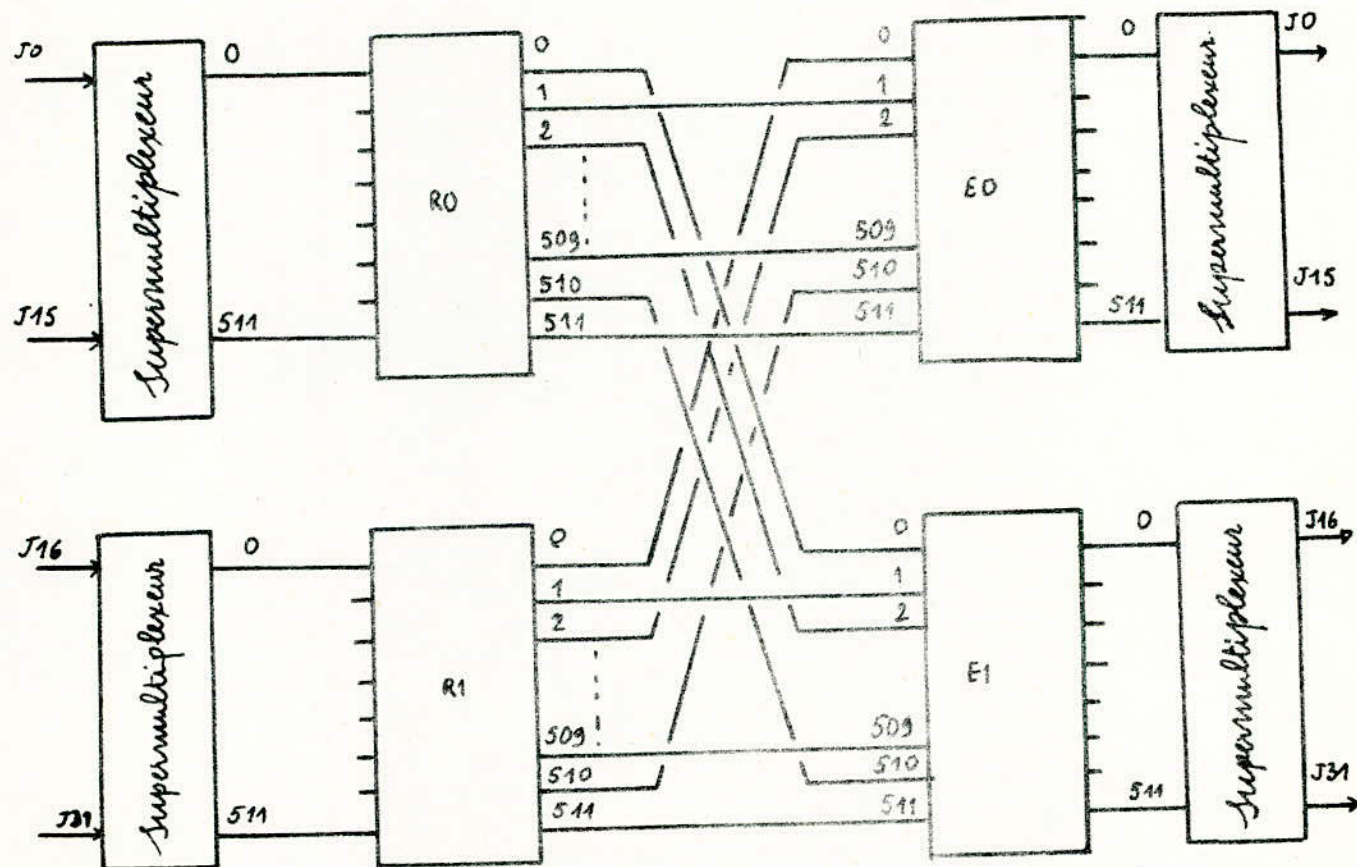


Fig. 9-18



Les Supermultiplexeurs permettent l'augmentation de la Capacité d'un réseau T.T.

Fig. 9-19

Autre type de Brassage du réseau T.T.

il ya facilité de pouvoir passer à un réseau TST.

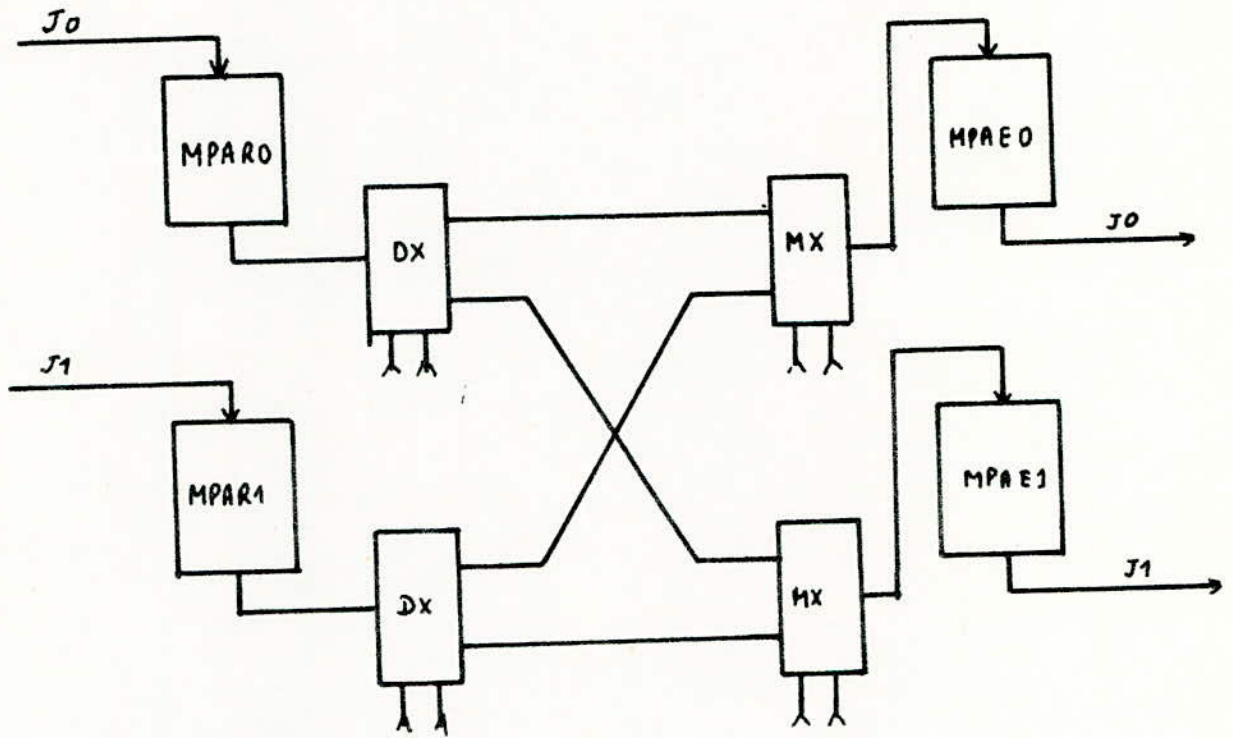
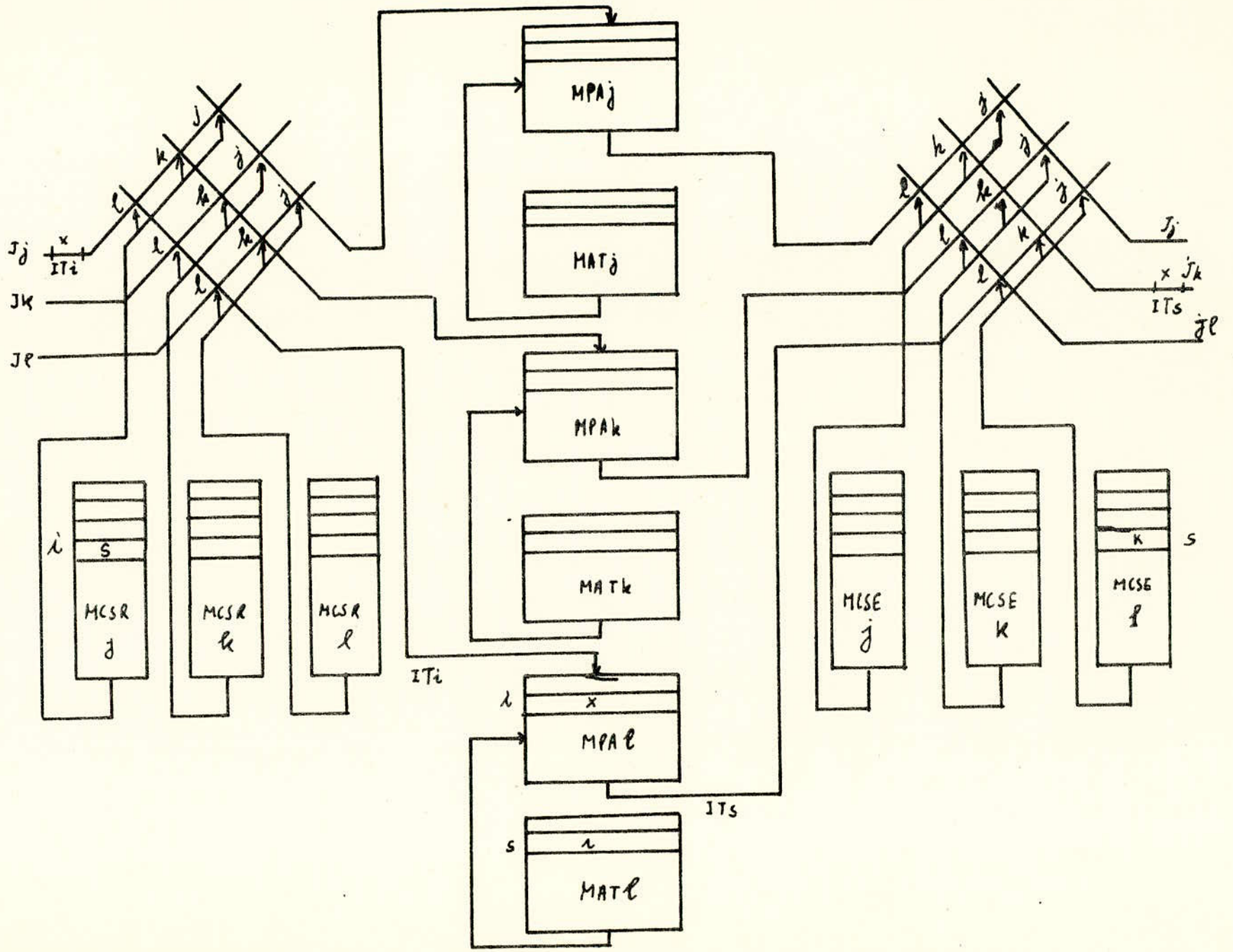


Fig 9-20

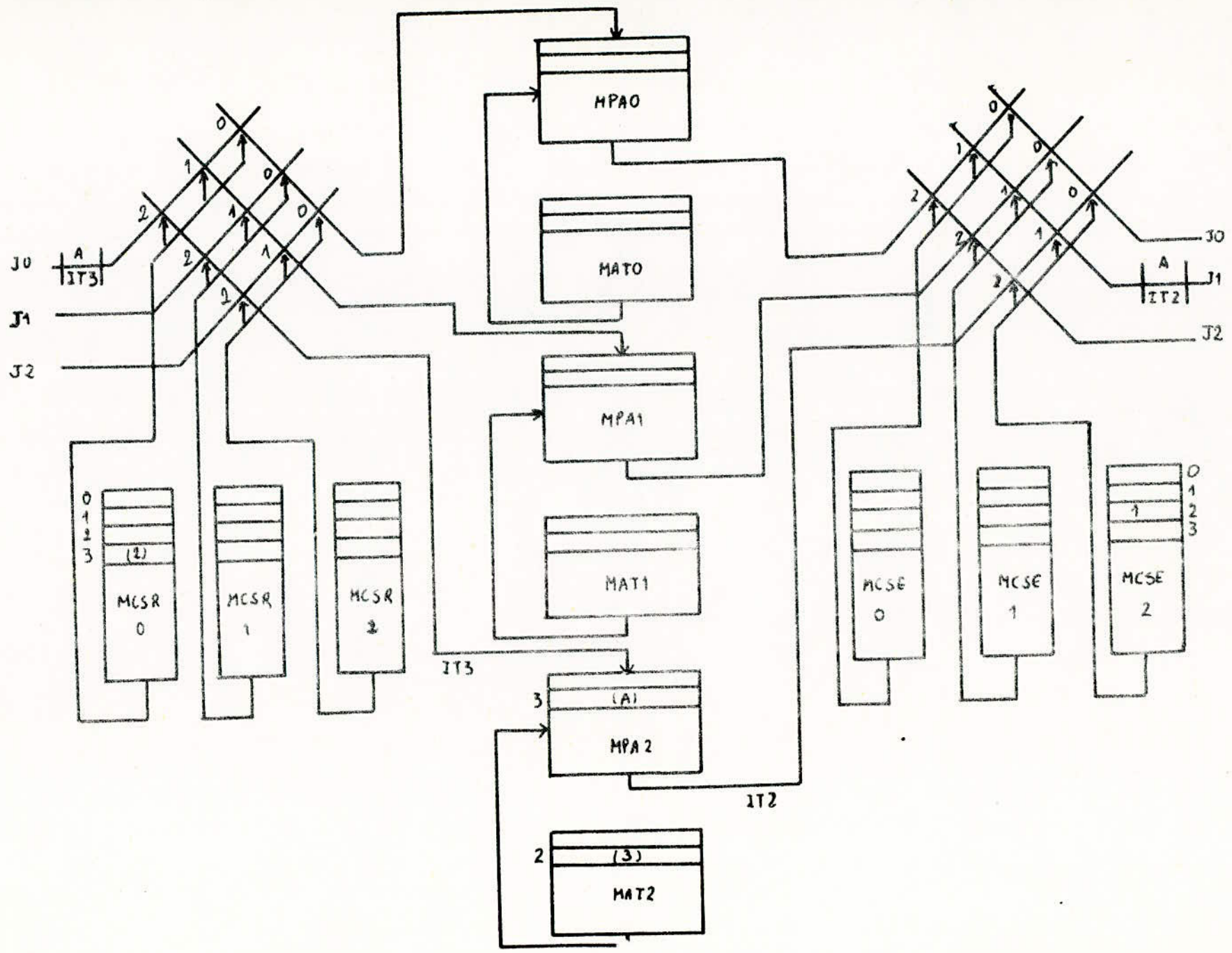
Stage STS

Fig. 9-21.



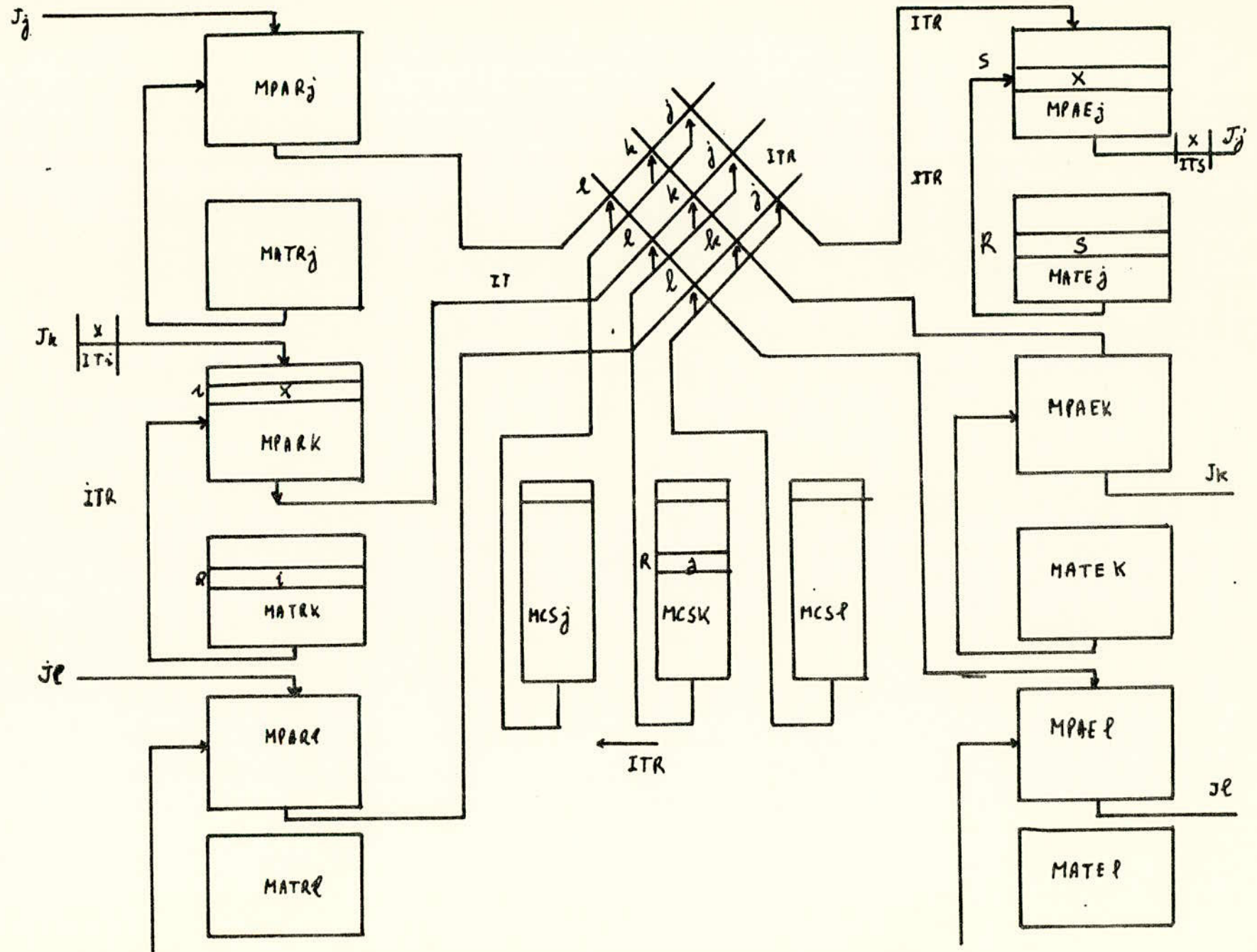
Stage STS

Fig. 6-22

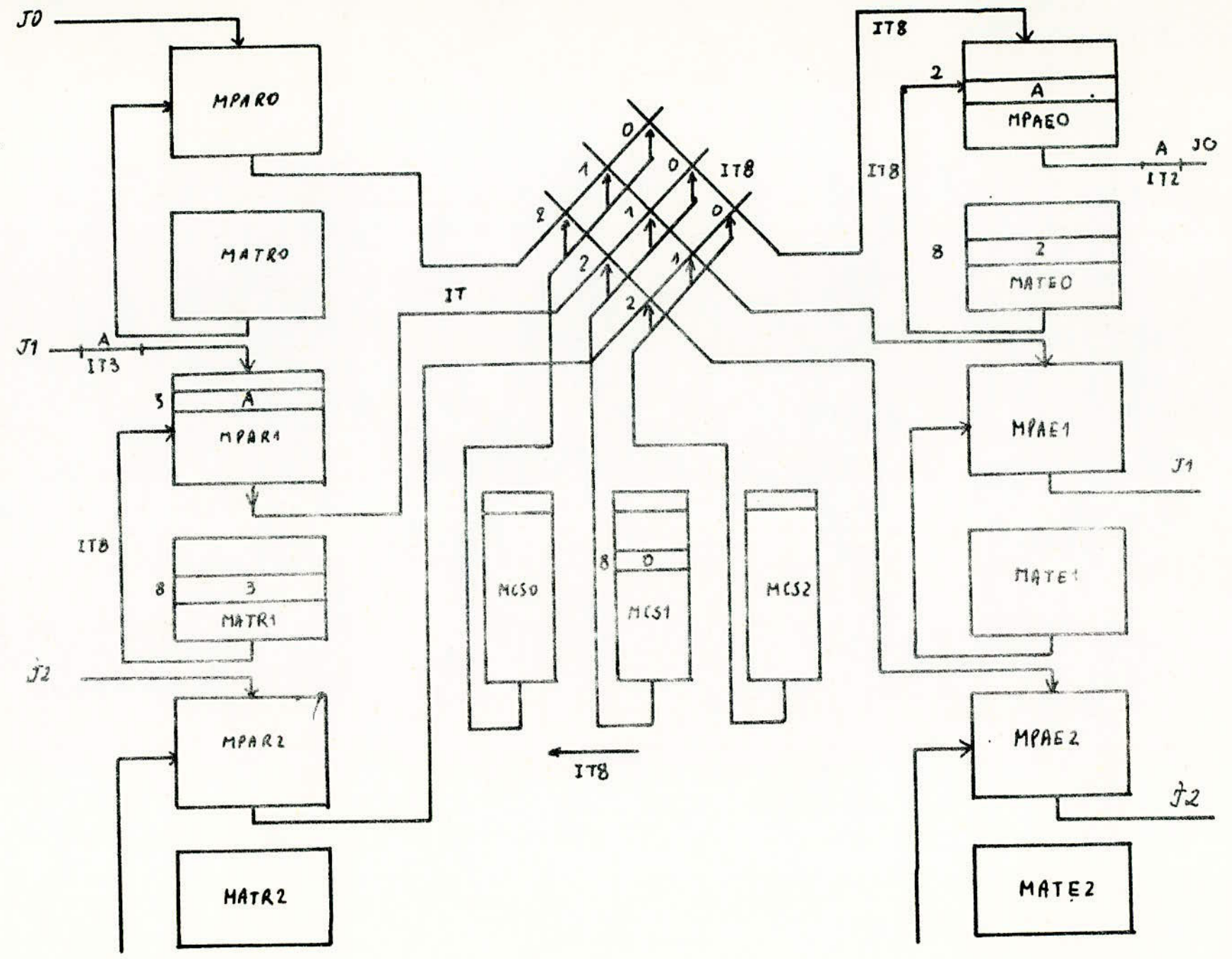


Storage TST.

Fig. 9-23



Package T51
Fig. 9-24



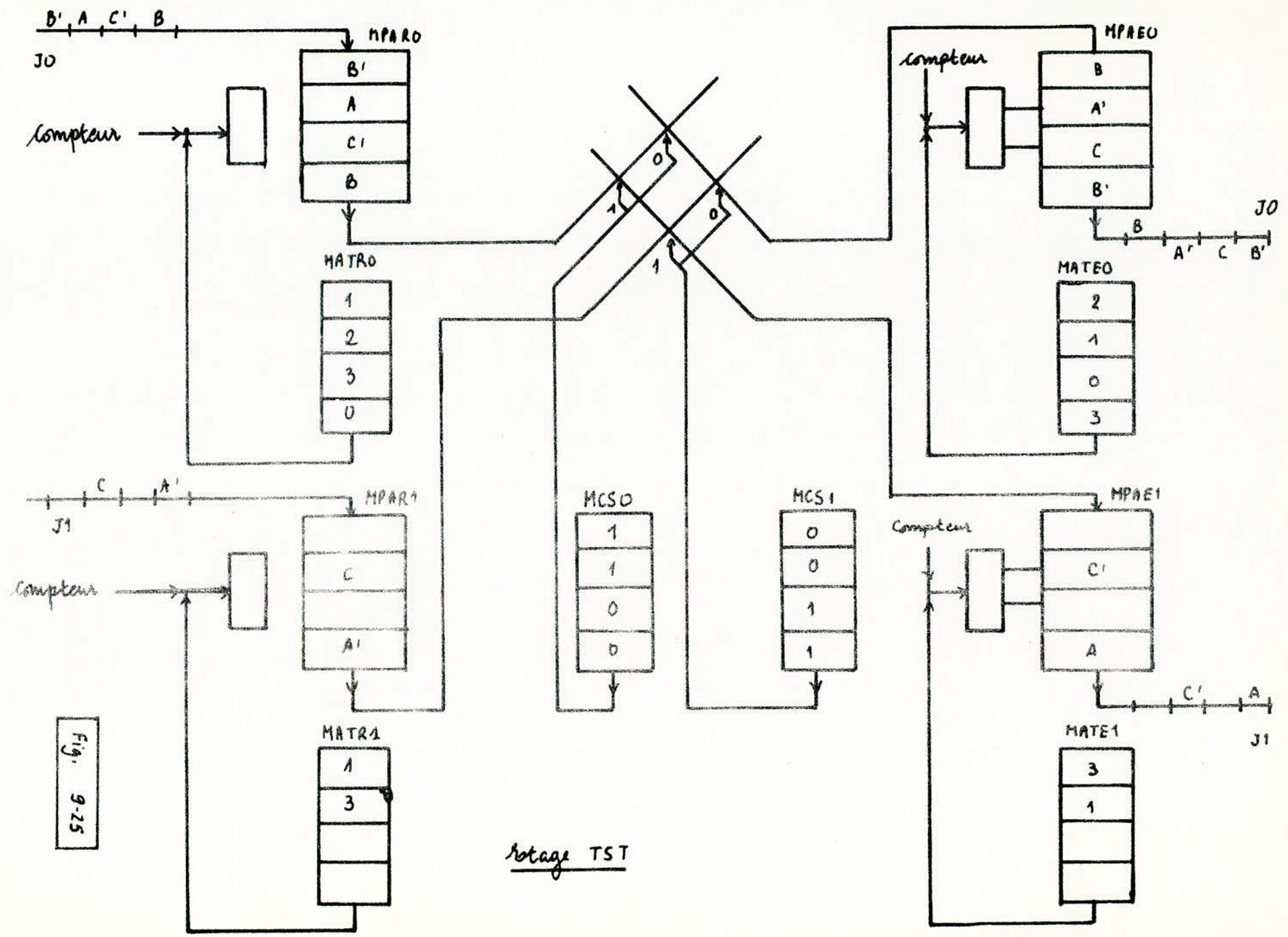


Fig. 9-25

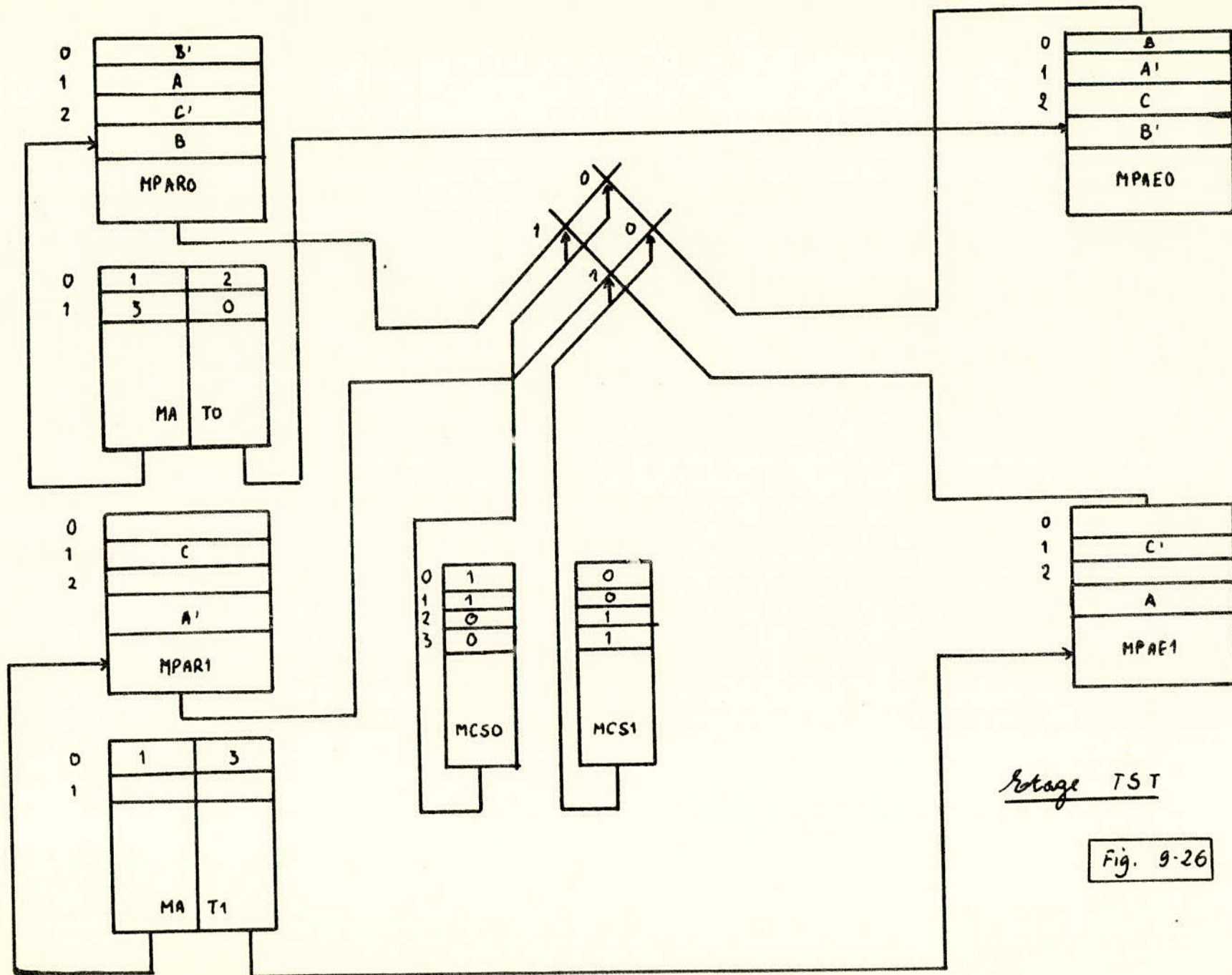


Fig. 9-26

Etage TST avec Repliage.

(Une machine MAT commande deux Etages opposés de même rang)

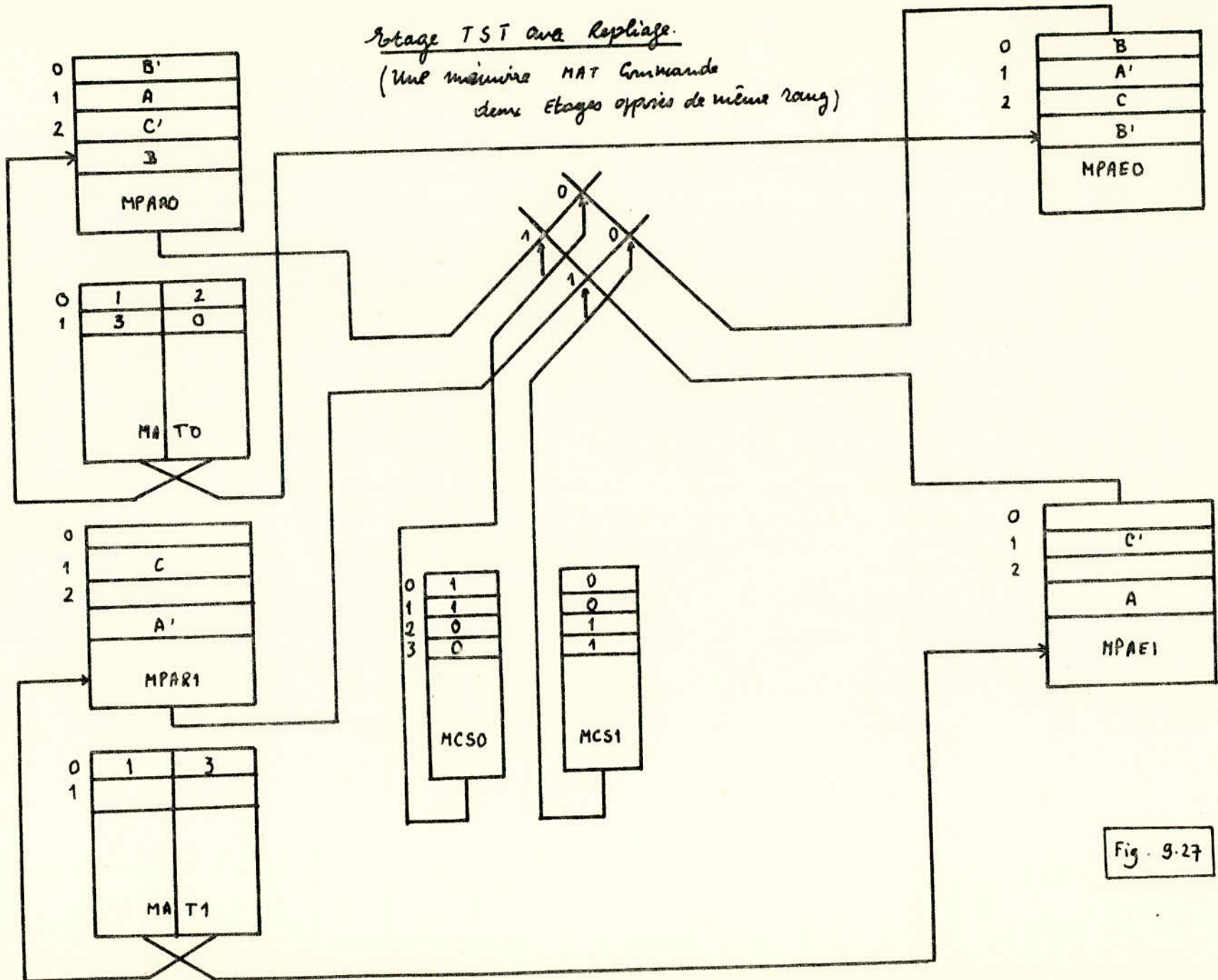
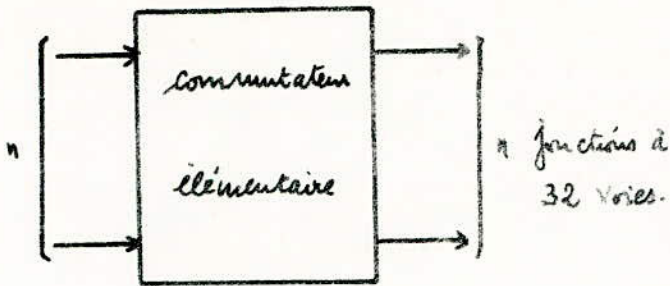


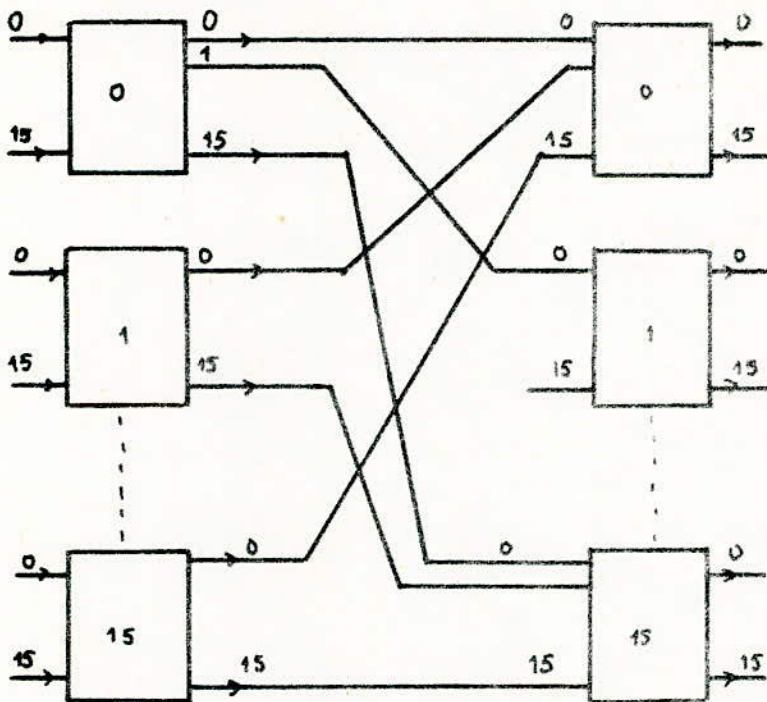
Fig. 9.27

Commutateur Élémentaire



Le commutateur élémentaire permet de réaliser des réseaux de topologie quelconque.

fig. 9-28 (a)



Exemple d'un réseau avec des modules à 16 jonctions.

fig 9-28 (b)

En commutation temporelle, les notions d'horloge et de synchronisme sont fondamentales. Nous allons voir au cours de ce chapitre les problèmes qu'elles posent, et quelles solutions on peut y apporter.

1. Position du problème

Si nous reprenons l'exemple de l'étage spatio-temporel, on a vu qu'il fallait que toutes les jonctions entrantes devaient présenter le même IT et le même élément binaire, et ceci est réalisé, il faut également que l'horloge du central ait la même cadence que celle des trains d'éléments binaires arrivant.

La situation idéale de synchronisme parfait serait donc : celle représentée par la figure (10-1).

Cette situation de synchronisme parfait ne pourrait exister que par le plus grand des hasards et la situation réelle est celle représentée par la figure 10-27.

Il y a là un double problème : les informations en provenance des différents centraux distants et le rythme du central local ne sont ni en phase ni synchrones.

Aussi dans l'exemple de la fig. (10-2), la fréquence HD2 étant supérieure à celle de HD1, les informations de la jonction J2 "rattrapent" celles de la jonction 1; à l'inverse le rythme du local étant plus rapide que l'horloge HDn, les informations sur la jonction n prennent du retard par rapport à l'horloge locale.

Dans les deux cas, on dit qu'il y a glissement.

La cause de ce glissement est double.

1) d'une part, il est dû aux horloges des différents centraux. La qualité d'une horloge est fonction de deux paramètres: La précision et la stabilité.

- la précision est l'écart entre la valeur réelle et la valeur théorique; ainsi une horloge qui avance d'une minute toutes les semaines à une précision de : $\frac{1}{7 \times 24 \times 60} = 10^{-4}$

- la stabilité est la variation de fréquence d'une horloge dans le temps par rapport à sa valeur initiale.

A l'heure actuelle il existe deux types d'horloges précisées : les horloges à quartz dont la précision est d'environ 10^{-6} .

Les horloges atomiques dont la précision atteint 10^{-12} .

Pour améliorer la stabilité d'une horloge on la met dans une enceinte thermostatée.

2) D'autre part la transmission apporte des écarts de fréquences et de phase : c'est ce que l'on appelle la gigue.

Il existe deux types de gigue :

- la gigue rapide liée au phénomène de transmission : en effet, la distance apporte un retard et donc suivant le chemin parcouru, deux informations en phase au départ pourront être déphasées à l'arrivée. A ce retard naturel peut s'ajouter un retard dû au matériel (en particulier dans les répéteurs régénérateurs).

- la gigue lente qui est liée au phénomène thermique sur les câbles : une variation de température peut apporter des variations de vitesse de transmission.

On peut essayer d'atténuer les causes de déphasage et de désynchronisme en synchronisant au maximum les différentes horloges, on utilise plusieurs méthodes :

a. La synchronisation hiérarchique.

Dans ce cas l'horloge d'un central I distribue le rythme aux autres centraux. Pour augmenter la fiabilité, on peut hiérarchiser le système pour qu'une horloge prenne le relais si l'horloge du central I tombe en panne.

b. La synchronisation mutuelle :

Dans ce cas aucune horloge ne joue un rôle privilégié, mais chacune reçoit le rythme des autres pour établir par correction instantanée son propre rythme.

c. Système synchrone.

Dans ce cas on utilise une horloge atomique qui rayonne sur tous les centraux. On peut parler dans ce cas de synchronisme presque parfait.

2. Synchronisation des éléments binaires

a) On supposera dans un premier temps que l'horloge distante correspondant à la jonction entrante, est synchrone avec l'horloge locale ($HD = HL$). Il existe tout simplement une différence de phase constante (fig. 10-3 (a)).

Dans ce cas, pour recaler les éléments binaires sur le rythme local, il suffit d'une mémoire de jonction à 1 élément binaire qui sera écrite à la fréquence du distant et lue à la fréquence du local. fig. 10-3 b.

b) Si l'on suppose maintenant (ce qui est la réalité) que $HD \neq HL$, cette différence de fréquence des horloges se ramène à une différence de phase variable. fig. 10-3 (c)

Si dans ce cas, on reprend la solution de (a) à savoir une mémoire de jonction à 1 élément binaire (e.b) lue par H.L. et écrite par H.D., il se pose deux types de problèmes

1- l'écriture peut se faire en même temps que la lecture (cas de e_{bi+1})

2- Il y a perte ou redondance d'eb (perte dans le cas de la fig. 10-3c) redondance si $HL > HD$.

Si l'on écrit maintenant dans la mémoire d'eb à la fréquence de l'horloge locale, on résoud le problème de l'écriture et de la lecture. Mais il y a toujours perte ou redondance d'information au niveau de l'e.b.

Dès l'instant qu'il y ait différence entre les horloges, il y aura nécessairement soit perte soit redondance d'information. On ne veut pas que cette perturbation se situe au niveau de l'e.b, mais au niveau de la trame.

c) Solutions possibles :

1) On mémorise sur chaque jonction deux trames consécutives. De plus pour être sûr que les trames mémorisées soient cohérentes, il faut écrire tous les e.b de chacune des trames une à une seule. C'est à la lecture que l'on décidera si l'on saute ou si l'on lit deux fois la même trame.

Pour cela, il faut :

- posséder pour chaque jonction une mémoire de jonction de deux trames (64 IT),
- écrire dans cette mémoire à la fréquence HD,
- lire la mémoire de jonction à la fréquence de HL (fig. 10-3 d et 10-3 c).

En résumé pour synchroniser les e.b, il faut pour chaque jonction une mémoire de jonction (de 2 trames), celle-ci est lue au rythme de l'horloge locale, l'écriture se fera de telle sorte que toutes les informations en provenance d'une jonction soient enregistrées.

2) Une autre solution consiste à n'utiliser qu'une mémoire de jonction de 32 mots de 8 e.b (une trame).

L'écriture s'effectue au rythme de HD et la lecture en fonction de H.L.. C'est cette fois le contenu du pointeur de lecture qu'on va modifier pour sauter une trame. On lit la même trame deux fois, le pointeur de lecture étant tout simplement un compteur de 0 à 31.

On va dans ce cas imposer de réécrire l'IT31 une deuxième fois. En fait, on retarde le pointeur d'écriture d'un IT (fig. 10-4 a).
 $HL > HD$

On n'écrit pas l'IT 31 et l'on passe de l'IT30 de la trame n à l'IT0 de la trame (n+1) fig 10-4 (b).

Pour obtenir ces différents modes d'écritures (réécriture de l'IT31 ou l'écriture de l'IT0 à la place de l'IT31) on doit disposer de deux registres à décalage. On obtient le schéma de principe (fig. 10-4 c).

3- SYNCHRONISATION DES TRAMES

La synchronisation des trames consiste à repérer les IT sur chaque jonction. Ceci va être réalisé par le mot de verrouillage de trame (VT) sur l'IT. Cette recherche peut se faire en deux temps :

a. Avant l'écriture dans la mémoire de jonction.

Dans ce cas cette recherche se fera au rythme de l'horloge distante; on supposera tout d'abord le cas d'une seule jonction (fig. 10-5 a).

Dans ce cas le pointeur de la mémoire de jonction est initialisé en fonction de la recherche du VT; le pointeur de lecture est incrémenté au rythme de l'horloge locale. Il existe en plus une logique d'exclusion entre l'écriture et la lecture ainsi qu'une logique de décision de saut de trame.

Dans le cas de plusieurs jonctions supermultiplexées, fig. 10-5 b.

La synchronisation de trame se fait pour chaque jonction au rythme des horloges distantes (HP1 - HP16). Ainsi les pointeurs d'écriture de chaque mémoire de jonction (MJ) ne sont pas en synchronisme. Il n'y a par contre qu'un seul compteur de lecture. Le supermultiplexeur reçoit donc les IT de même numéro des 16 jonctions qu'il envoie sur les réseaux à un rythme 16 fois plus rapide.

Le contenu d'un IT d'une jonction est disponible au niveau du supermultiplex pendant $\frac{8 \times 488}{16} = 244$ ns.

Ce type de synchronisation permet d'avoir un réseau avec n'importe quel type d'étage d'entrée puisque les IT sortent du supermultiplexeur dans le bon ordre.

b. Après l'écriture dans la mémoire de jonction.

Dans le cas d'une jonction : fig. 10-6 a.

Dans ce cas les informations sont enregistrées dans la MJ au fur et à mesure de leur arrivée sans que l'on sache à quel IT elles appartiennent, ce n'est qu'à la lecture que l'on détecte le verrouillage de trame.

- Dans le cas de plusieurs jonctions supermultiplexées : fig. 10-6-b.

Dans ce cas, ni les pointeurs de lecture et d'écriture ne sont en synchronisme pour chaque jonction. Il y a donc besoin de 16 compteurs d'IT en lecture qui sont initialisés par la détection du VT pour chaque jonction. Dans ce cas aussi la jonction supermultiplexées (16 jonctions) n'est pas synchronisée au niveau de la trame à la sortie du supermultiplex. Ceci nécessite donc un réseau à étage T AVAL à l'entrée.

En effet la synchronisation des IT de chaque jonction se fera à l'écriture de la MPA : les IT des différentes jonctions seront écrits à leur place dans la MPA suivant l'adresse envoyée par le supermultiplex.

Un avantage essentiel par rapport au cas a) est le fait que le circuit de détection du VT est commun aux 16 jonctions.

Perte et recherche du verrouillage de trame (VT)

Le verrouillage de trame doit être considéré comme perdu lorsque 3 ou 4 signaux de VT ont été reçus erronés.

Le verrouillage de trame doit être considéré comme repris quand on constate successivement :

- une première fois la présence du signal de VT correct;
- l'absence du signal de VT dans la trame suivante, vérification faite que le bit 2 de l'ITO est un 1;
- une deuxième fois la présence du signal de VT correct dans la trame suivante.

Le signal de VT remet à zéro un compteur d'IT modulo 64; ceci comme on l'a vu au chapitre précédent, peut être réalisé avant ou après l'inscription dans la mémoire de jonction.

Le diagramme (fig. 10-7) symbolise les différentes phases de perte et de recherche du VT.

Chaque phase y est caractérisée par trois chiffres x y z.

x indique le synchronisme ou le non synchronisme de la jonction : x=0 d'où jonction synchronisée.

Exemple : 010 signifie que la jonction est considérée comme synchronisée mais que le VT a été perdu deux fois.

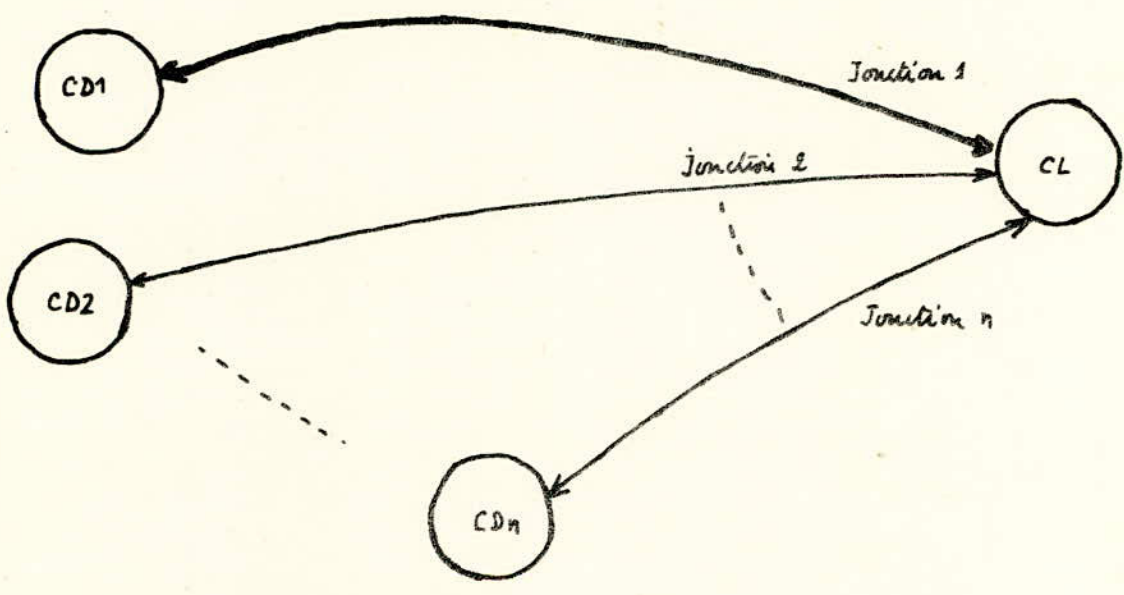
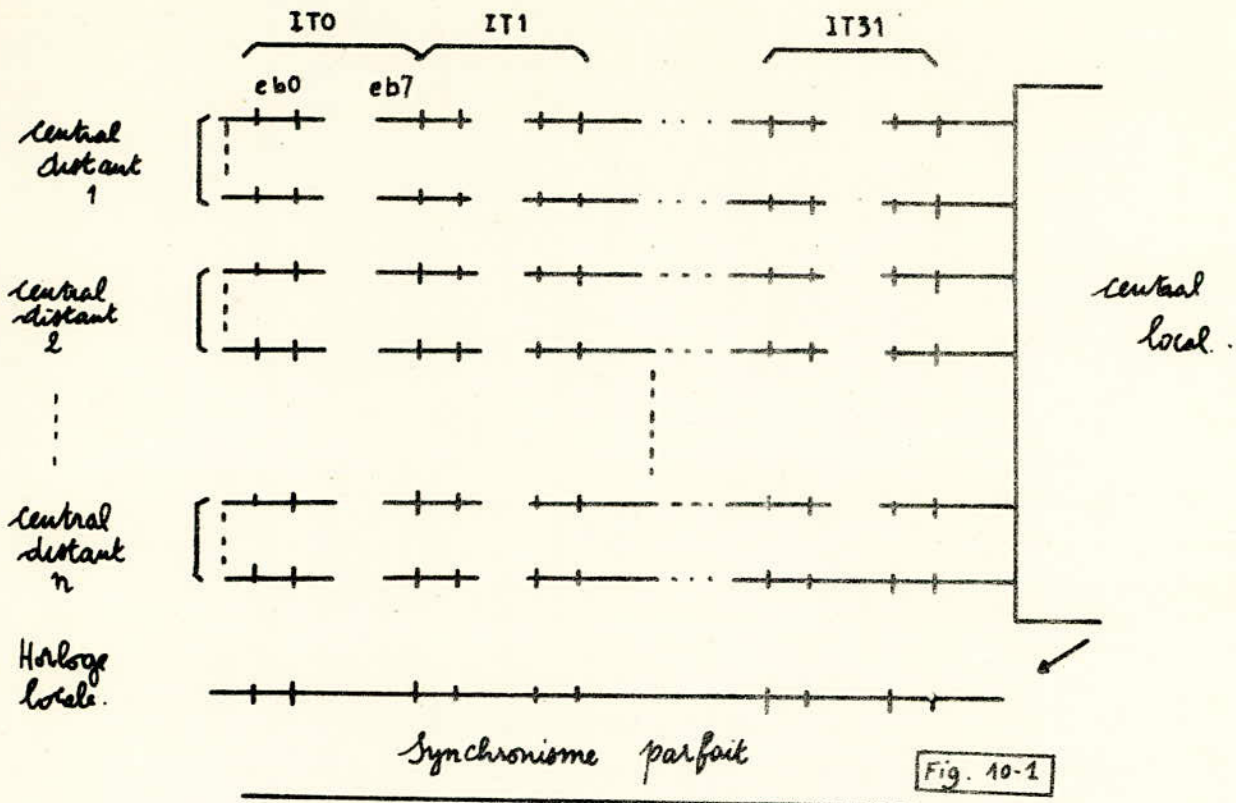
- pour passer d'une phase à l'autre, un certain nombre d'indications donnant la **marche** à suivre.

VT = verrouillage de trame reconnu.

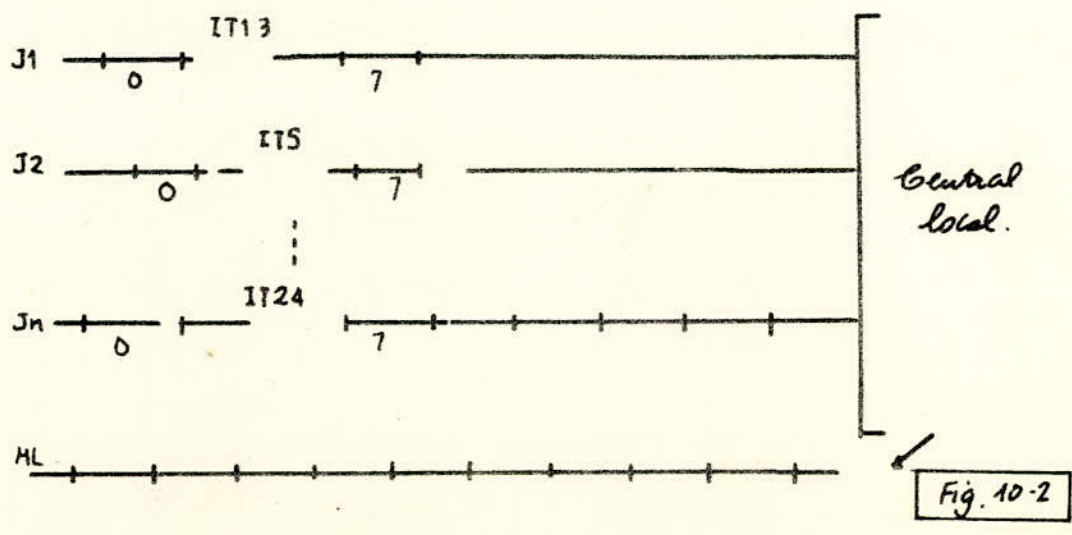
$\overline{\text{VT}}$ ITO = le VT non présent à l'ITO.

On voit que la recherche du verrouillage de trame peut durer pendant une vingtaine de trames; les constructeurs se donnent une marge de 5 ms pour retrouver le VT.

Le verrouillage de trame étant perdu, le central local doit avertir le central distant, il le fait en inscrivant un 1 sur l'élément binaire 3 de l'ITO des trames impaires qu'il envoie vers le distant.



Exemple d'Informations non synchrones.



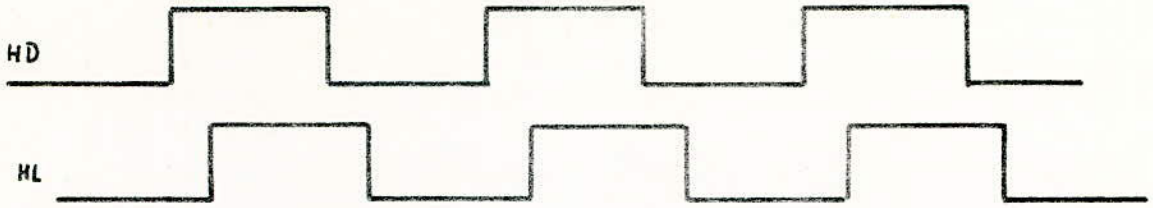
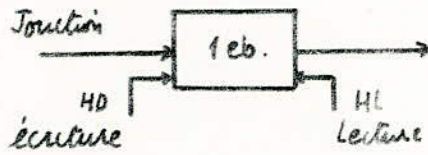
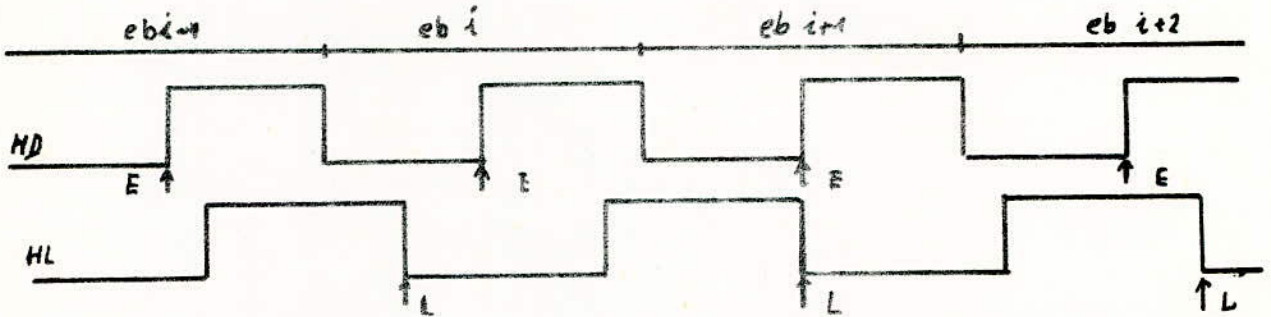


Fig 10-3 (a)

$HD \neq HL$ Il existe seulement un déphasage constant entre HD et HL.

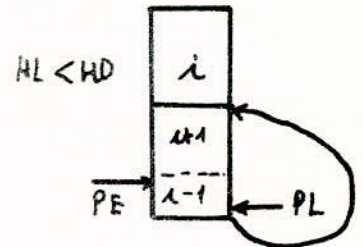
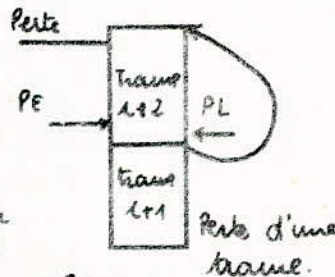
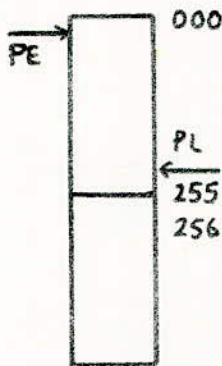


Memorie de Junction
à 1 eb.
(10-3-b)



(Fig 10-3 c)

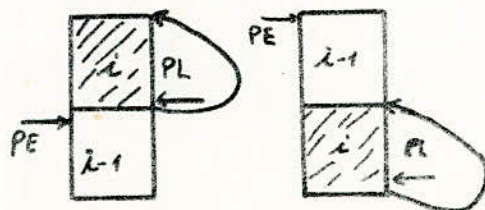
$H \neq HL$ on constate que l'écriture et la lecture se fait en même pour eb_{i+1}



La décision de sauter ou de relire une trame se fera en comparant les valeurs respectives des pointeurs d'écriture et de lecture.

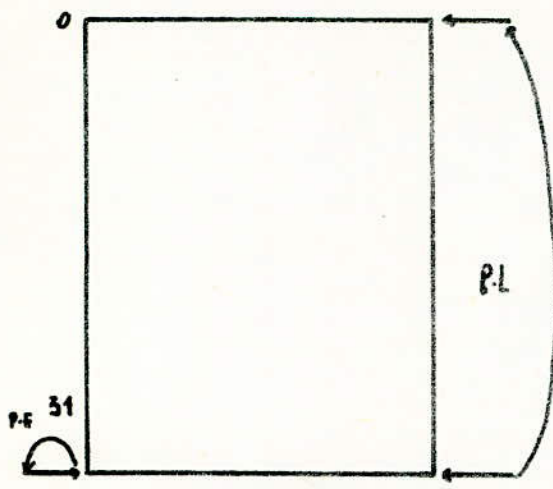
(Fig 10-3. d.)

Redondance.

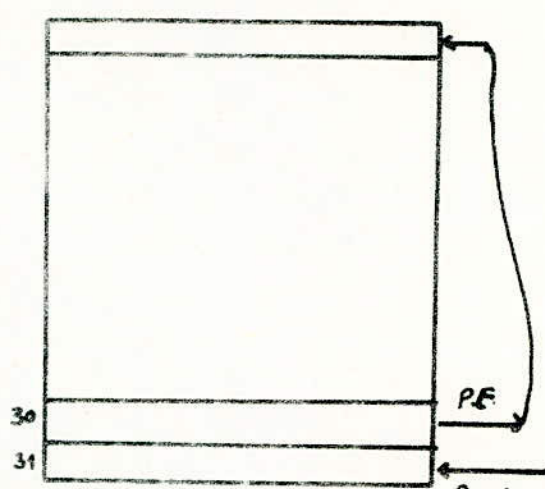


$HL > HD$

Fig. 10-3-e.



Il ya Redondance
Fig 10-4-a



Il ya perte d'une trame.
(b)
Pointers de lecture

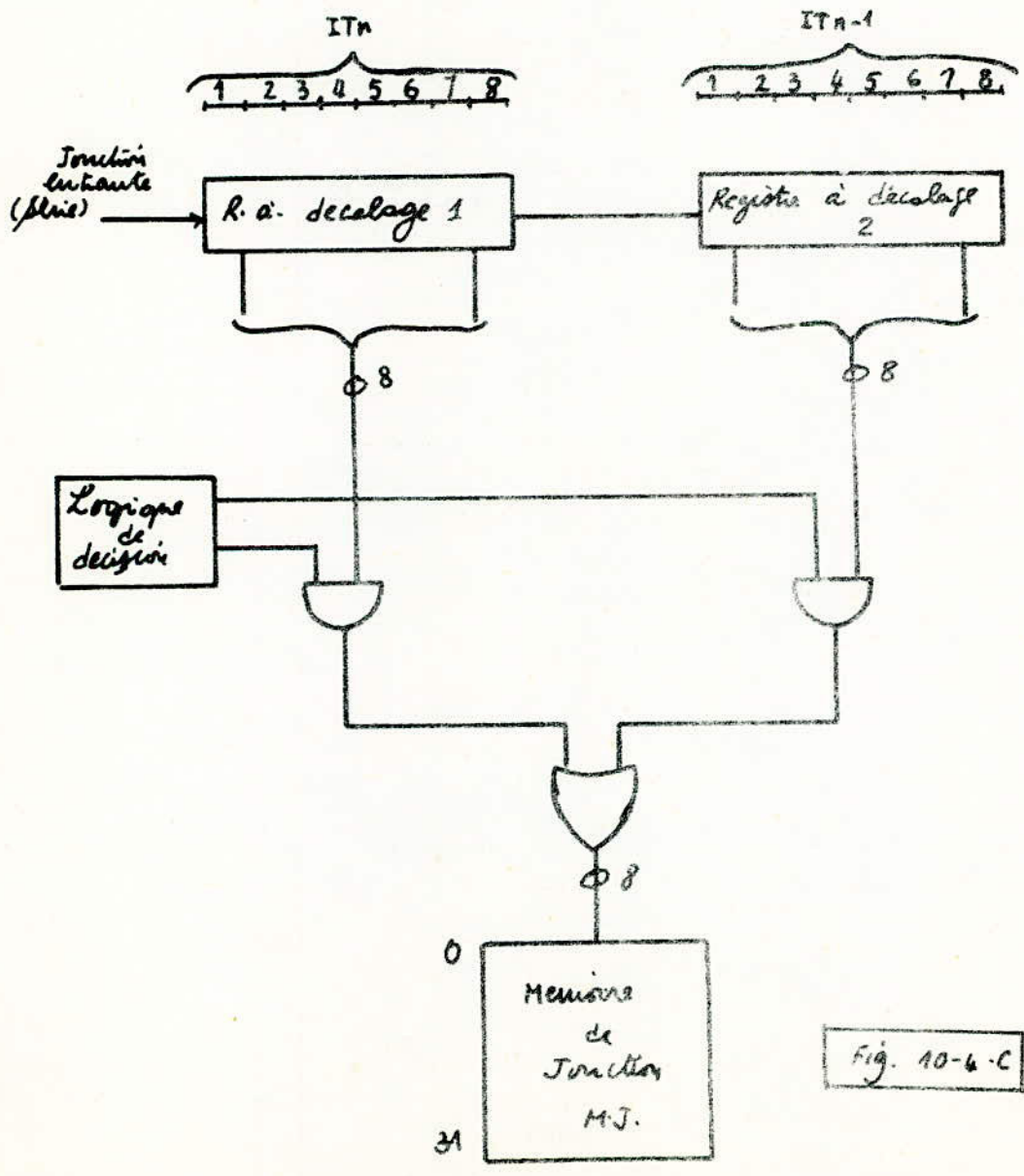


Fig. 10-6-C

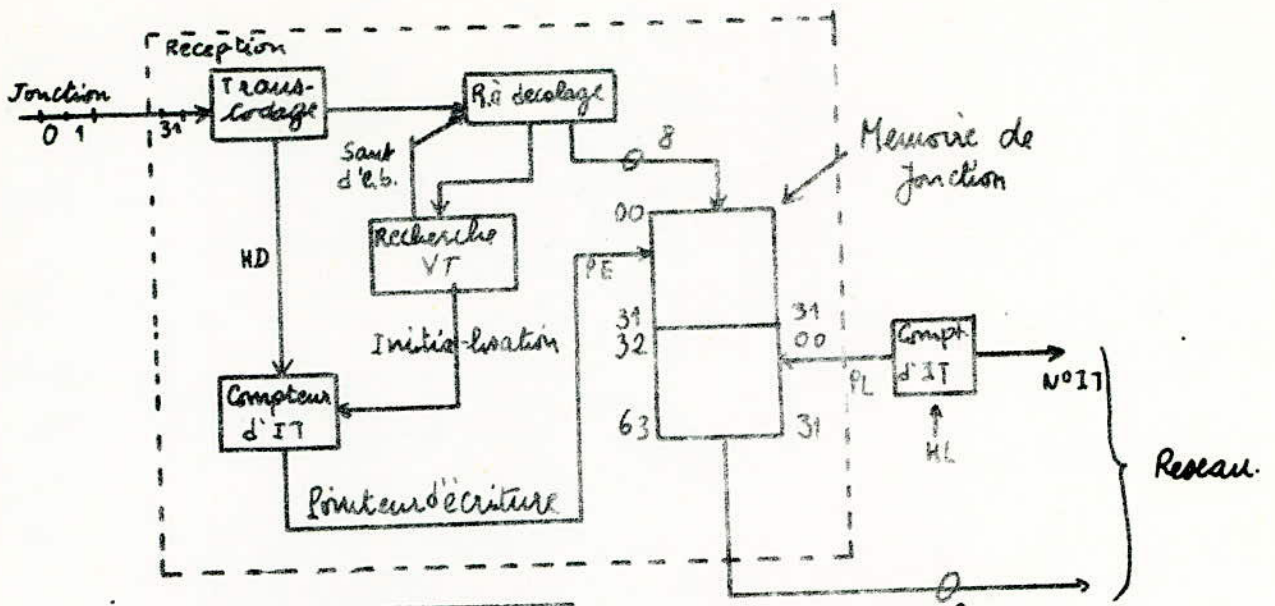


Fig. 10-5-a

Synchronisation De Trame Pour 1 Junction. Seule.

Cas de Plusieurs Junctions:

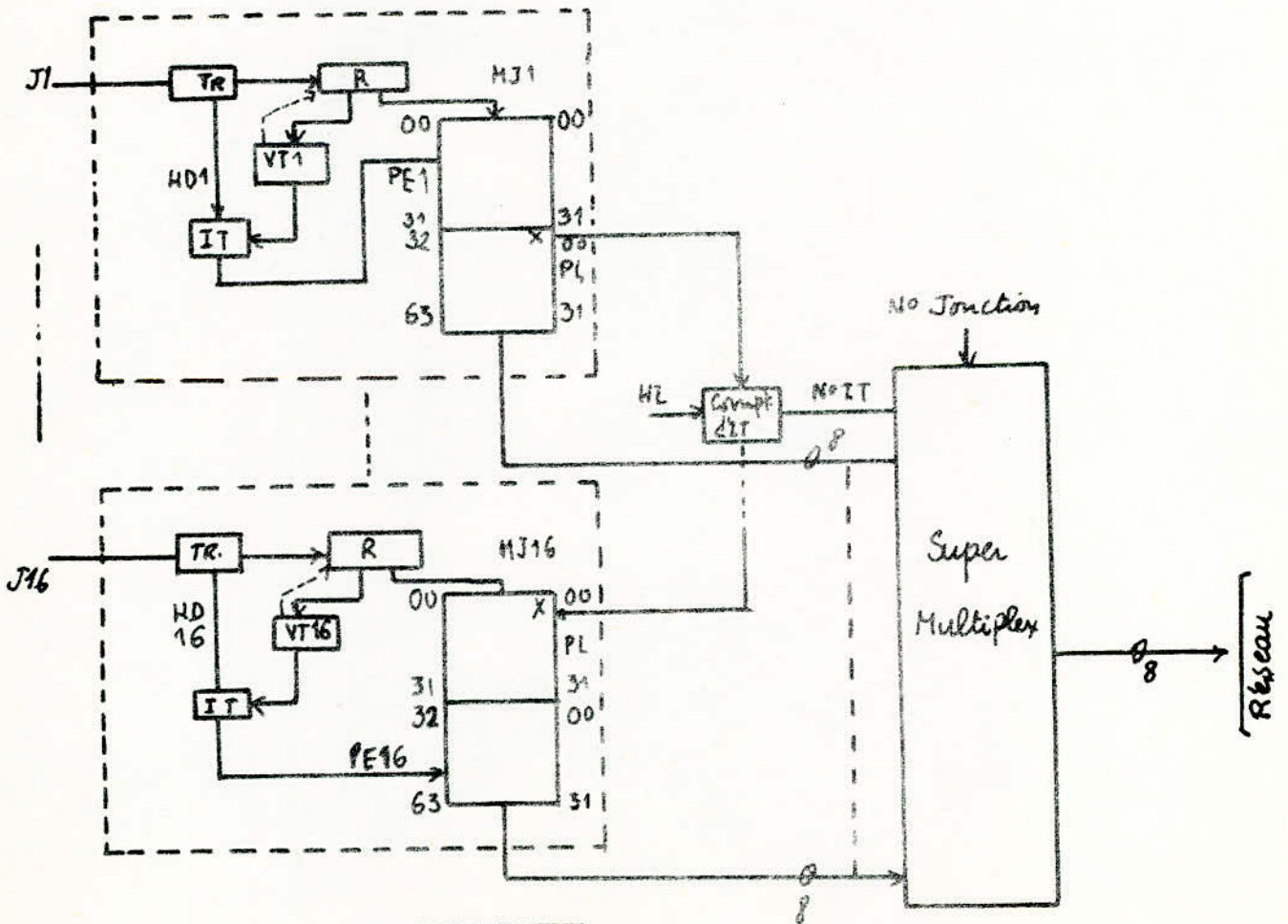


Fig 10-5b.

Après l'écriture dans la MJ

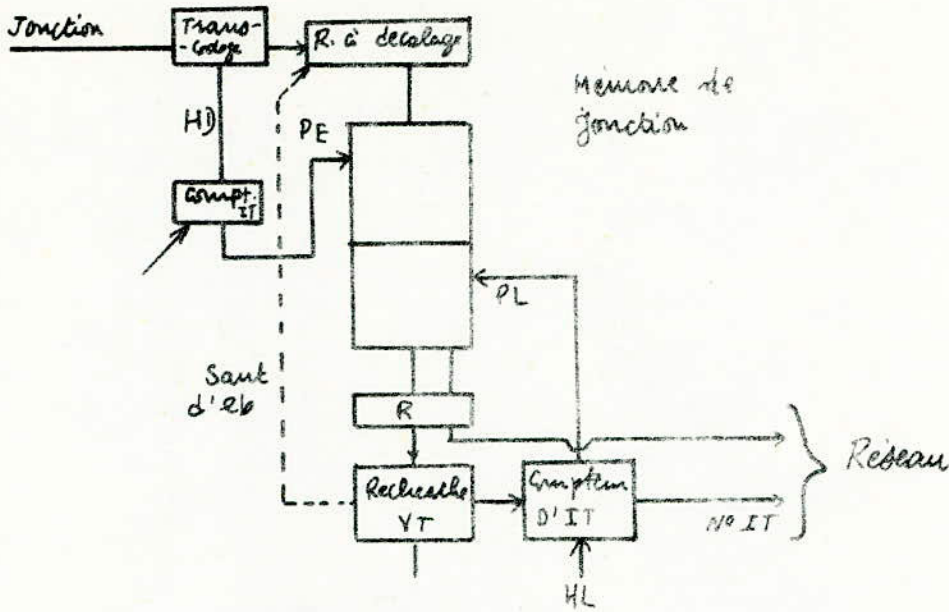


Fig 10-6-a : Cas d'une seule jonction.

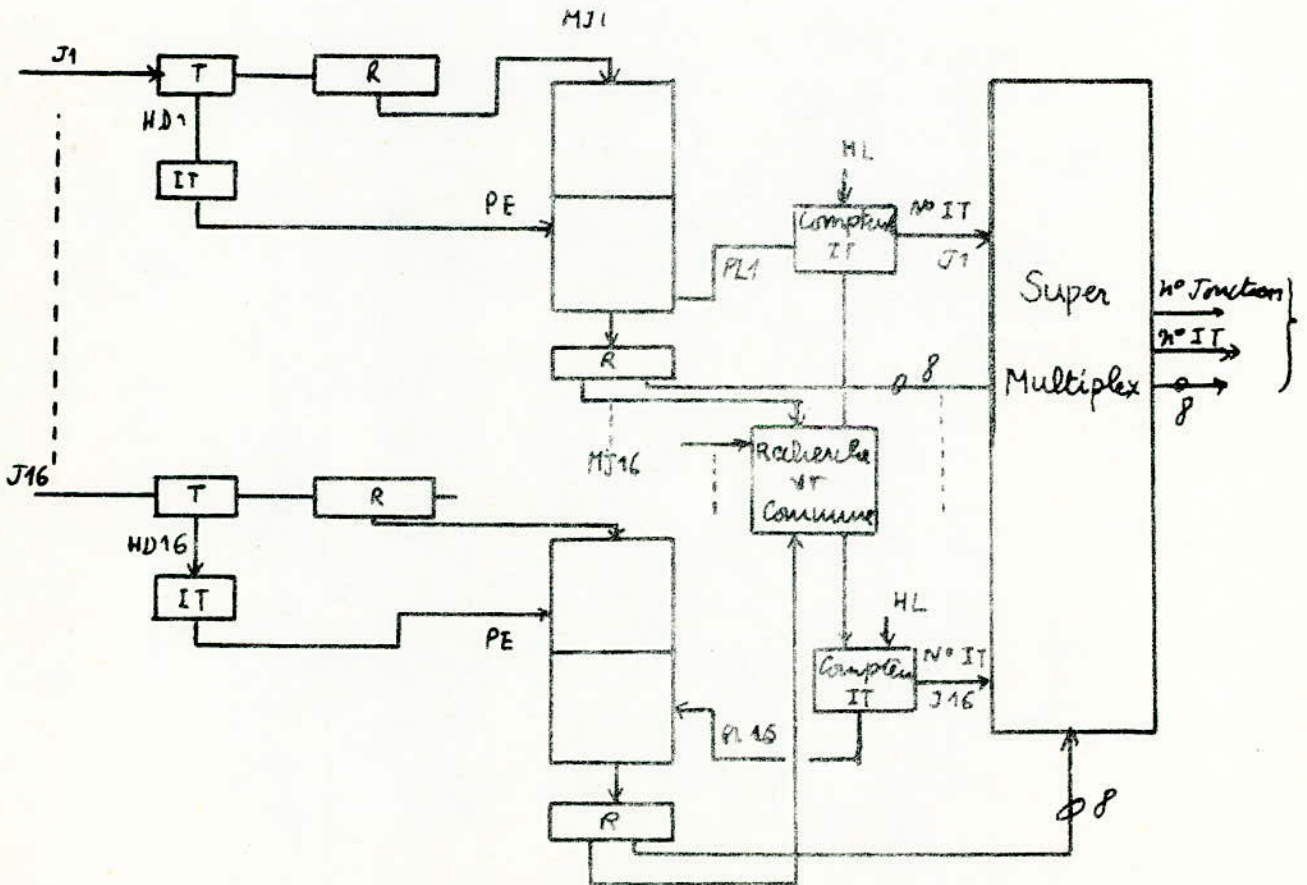


Fig 10-6-b

Cas de plusieurs Jonctions.

Ce qui revient à avoir une redondance importante et à sous employer les capacités MIC.

Afin de remédier à cet inconvénient on fera appel à la signalisation voie commune pour ce qui concerne la signalisation hors bande (signalisation sémaphore) :

- signalisation voie commune,
- le canal sémaphore.

Pour ces 2 types de signalisation se référer à notre partie pratique.

1-2. Signalisation de supervision

Un commutateur numérique mesure le taux d'erreur sur les liaisons entrantes en comptant le nombre de verrouillages de trames trouvés incorrects. Lorsque la qualité de la liaison entrante est insuffisante, il met celle-ci hors service et le signale aux équipements numériques (multiplexeur numérique, autre commutateur) situés en Amont et en Aval à l'aide d'une signalisation d'alarme :

- mise à 1 de l'e.b.3 de l'ITO des trames impaires pour la signalisation vers l'Amont (ITO \neq VT);
- mise à 1 de l'ensemble du train numérique : c'est le signal d'indication d'alarme (S.I.A.)

Ces actions ont lieu quand :

- on constate la perte du verrouillage de trame,
- un taux d'erreur sur le verrouillage de trame supérieure à 10^{-3} .

Réciproquement l'autocommutateur est capable d'interpréter l'e.b.3 de l'ITO des trames impaires et le signal d'alarme (S.I.A.).

La détection du signal d'indication d'alarme (SIA) permet de déterminer que la cause de la défaillance de la liaison numérique est externe et donc qu'aucune action de maintenance n'est à faire localement.

Lorsqu'une voie de signalisation fonctionnant en mode "associé" est fournie dans l'IT16, son exploitation est tout à fait analogue, on utilise alors le VMT. La signalisation d'alarme devient :

- eb6 de la trame 0, vers l'IT 16, vers l'Amont.
- le SIA sur le train numérique vers l'Aval.

	Numéro de bit								
	1	2	3	4	5	6	7	8	
ITO contenant le signal verrouillage de trame	Réservé à l'usage international (note 1)	0	0	1	1	0	1	1	
		Signal de verrouillage trame							
ITO ne contenant pas le signal de verrouillage de trame	Réservé à l'usage international (note 1)	1	Indication d'alarme à l'équipement multiplex MIC distant	Réservé à l'usage national (note 2)					

Note 1 : La valeur de ces bits est fixée à 1

Note 2 : Les bits affectés à l'usage national ne doivent pas être employés à l'échelon international. Sur le conduit numérique qui traverse une frontière, leur valeur est fixée à 1. Il en est de même à l'échelon national quand ils ne sont pas utilisés.

Intervalle de temps de voie de trame 0	Intervalle de temps de voie 16 de la trame 1		Intervalle de temps de voie 16 de la trame 2		Intervalle de temps de voie 16 de la trame 15	
0000 XYXX	abcd IT1	abcd IT17	abcd IT2	abcd IT18	abcd IT15	abcd IT31

X = bit de réserve, fixé à "1" si non utilisé
 y = bit servant à indiquer une perte de verrouillage de multitrame lorsque les bits b, c, d ne sont pas utilisés, ils sont les valeurs b=1, c=0, d=1.

On recommande de ne pas employer la combinaison 0000 des bits a,b,c,d à des fins de signalisation pour les voies 1 à 15.

2- Traitement de la signalisation

Pour traiter la signalisation on aura le choix entre 2 options; soit traiter la signalisation au niveau de chacune des jonctions, soit traiter la signalisation après l'avoir commutée à travers le réseau.

2-1. Traitement au niveau de la jonction

Au niveau de chacune des jonctions on isole l'IT16 pour l'envoyer sur l'organe spécialisé dans le traitement de la signalisation utilisée sur cette jonction. En général un organe de traitement à plusieurs jonctions.

L'avantage de ce traitement est de faciliter la décentralisation de la commande mais présente un inconvénient d'augmenter la quantité de matériel.

Ce type de traitement se prête plus particulièrement aux centraux de petite capacité. (fig. 11-17).

2-2. Traitement après traversée du réseau

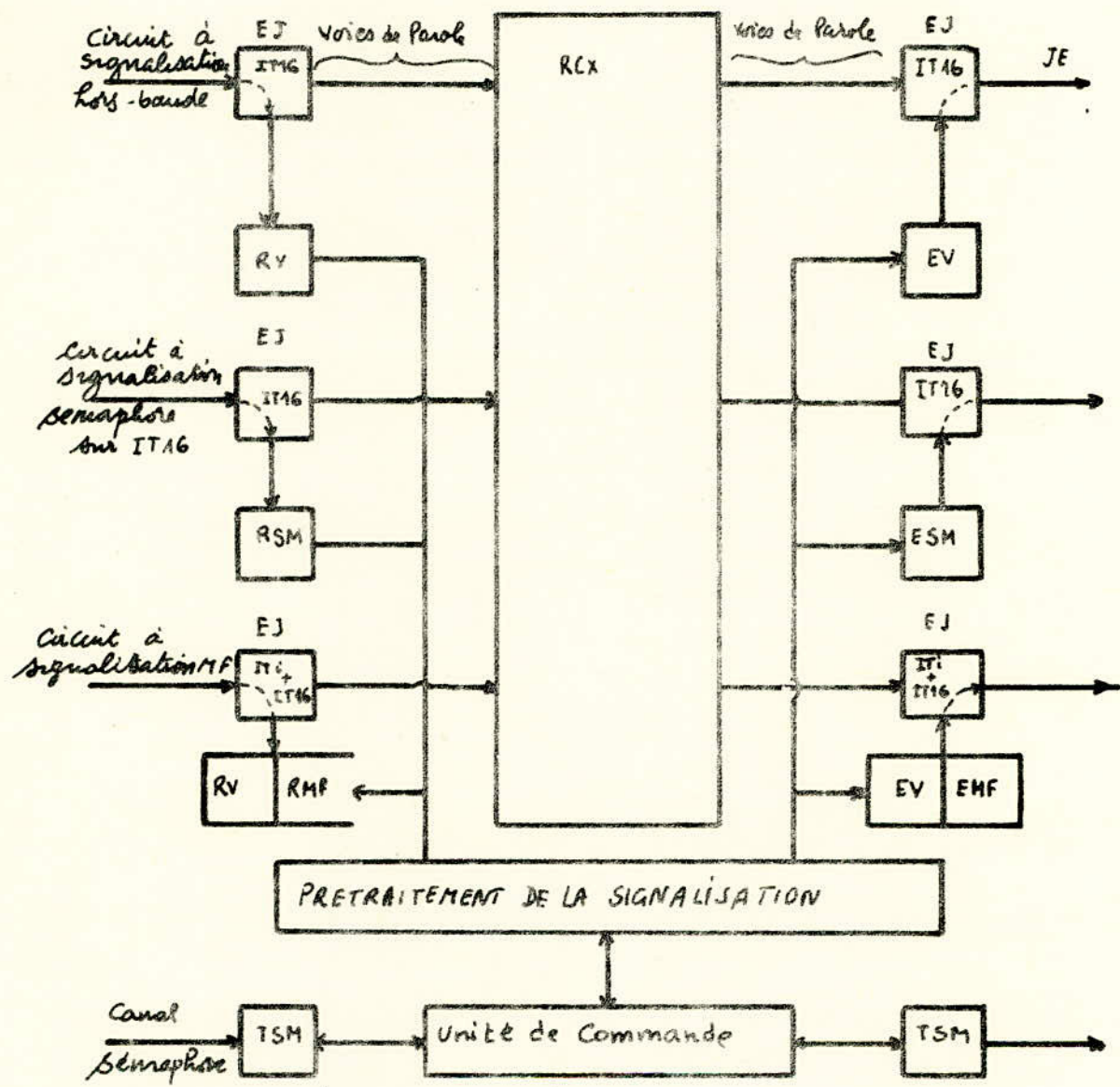
L'IT 16 d'une jonction est envoyée à travers le réseau sur un signaleur adapté à la signalisation utilisée.

Un tel système de traitement de la signalisation permet de ne pas dupliquer tous les organes, par contre la signalisation traversant le réseau, on augmente le taux de blocage de celui-ci (fig. 11-2 (a) et (b)).

2-3. Conclusion

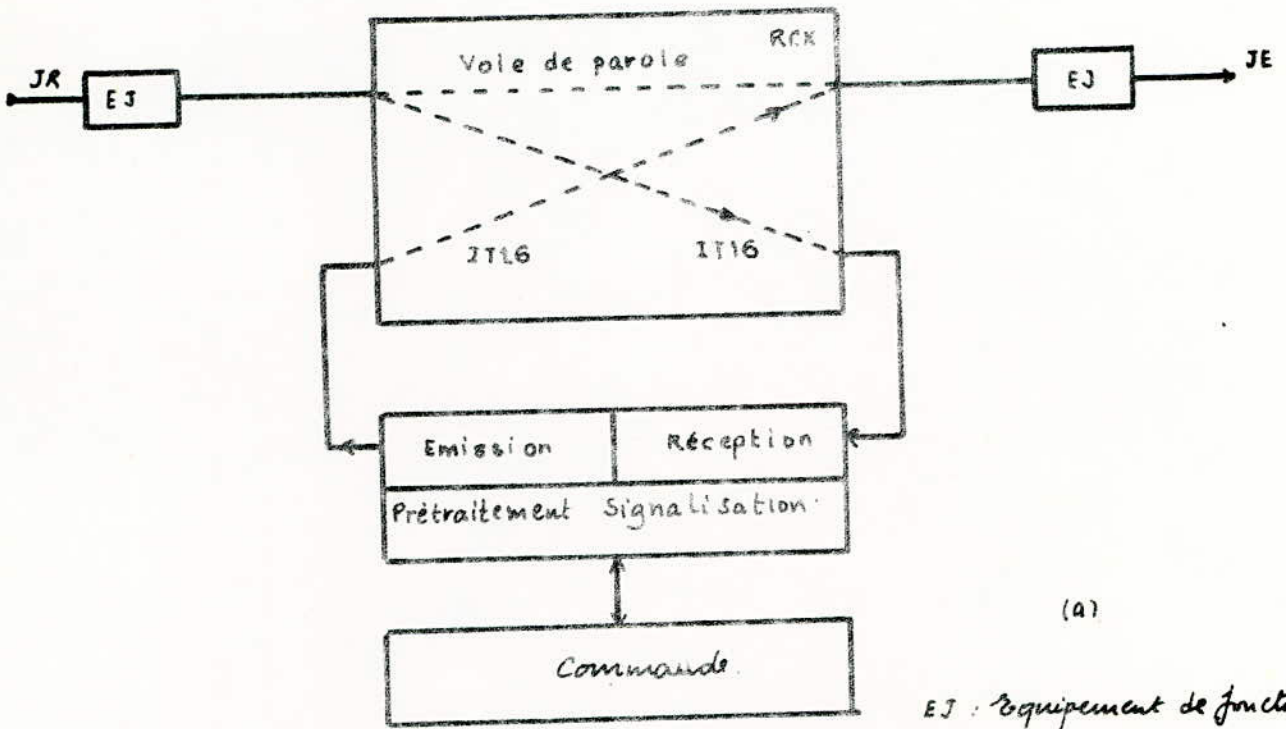
Dans la réalité on retrouve un traitement **après** la traversée du réseau ou, un système de signalisation mixte ou la signalisation hors bande est traitée à l'entrée du réseau (on aura un signaleur voie 16 pour plusieurs jonctions) et la signalisation dans la bande après la traversée du réseau vu le coût élevé des signaleurs MIC à bases de filtres numériques.

Traitement de la signalisation au niveau de la jonction.

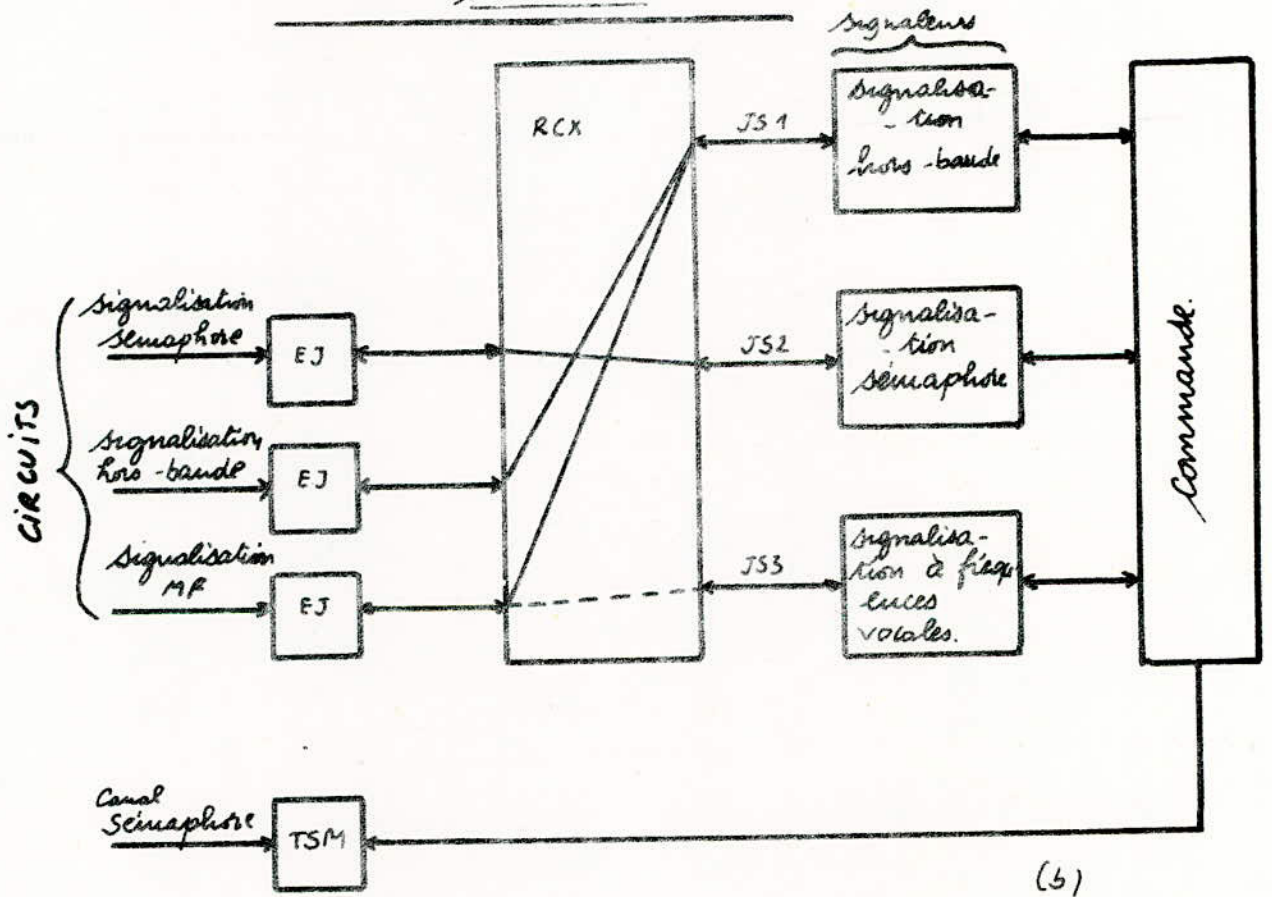


- JR: Jonction réceptive
- JE: Jonction-Emission
- EJ: Equipement de jonction
- RV: Récepteur de signalisation voie 16
- EV: Emetteur de signalisation voie 16
- RMF: Récepteur Multifréquence
- EMF: Emetteur Multifréquence
- RSM: Récepteur de signalisation sémaphore.
- ESM: Emetteur de signalisation sémaphore
- TSM: Terminal de canal sémaphore.

Fig. 11-2



Traitement après traversée du Réseau.

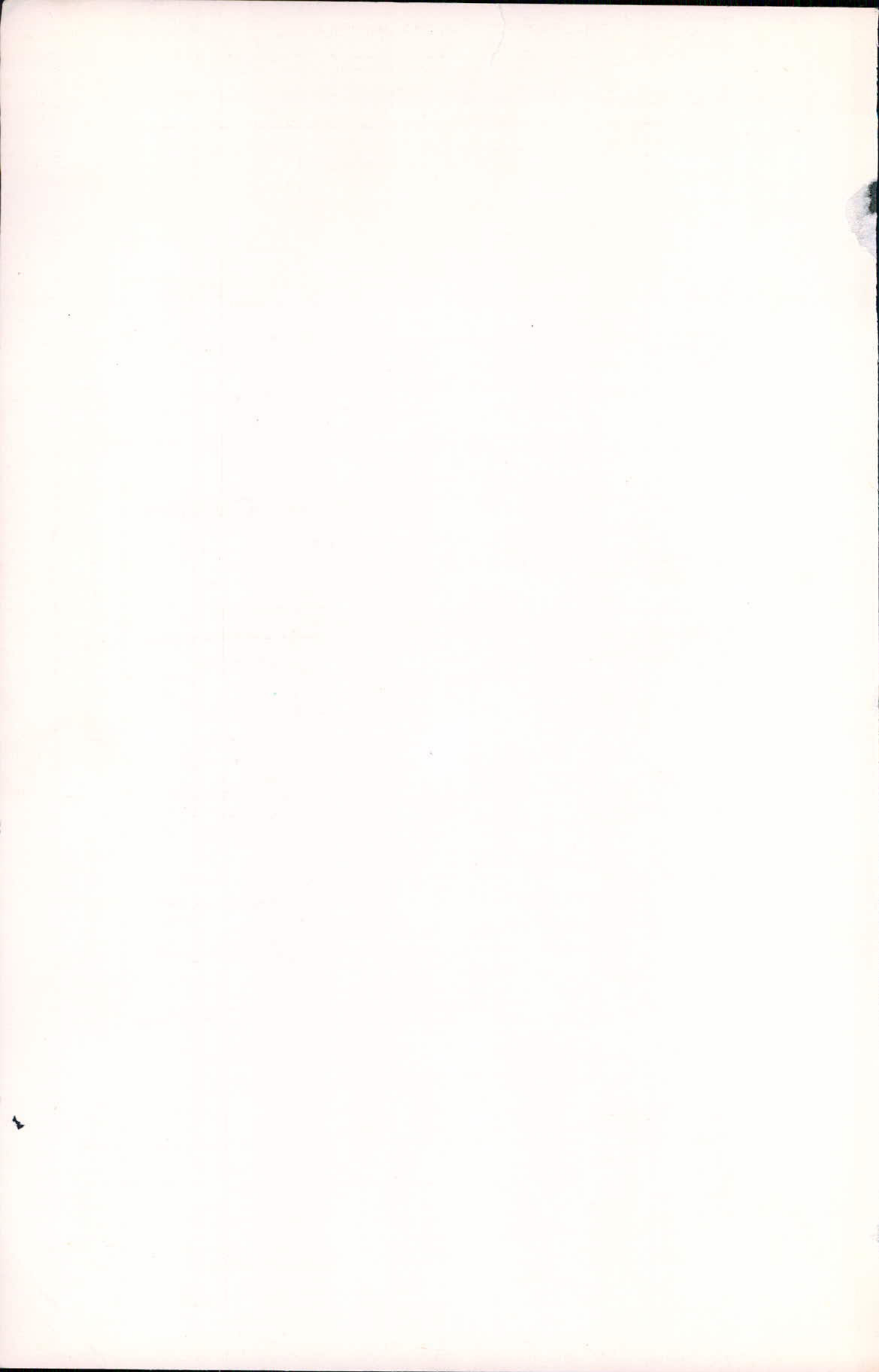


JS 1,2,3 : Fonctions de signalisation

— connexions fixes à travers RCX.

--- connexions dans la phase d'établissement des appels.

Fig 91 - 2



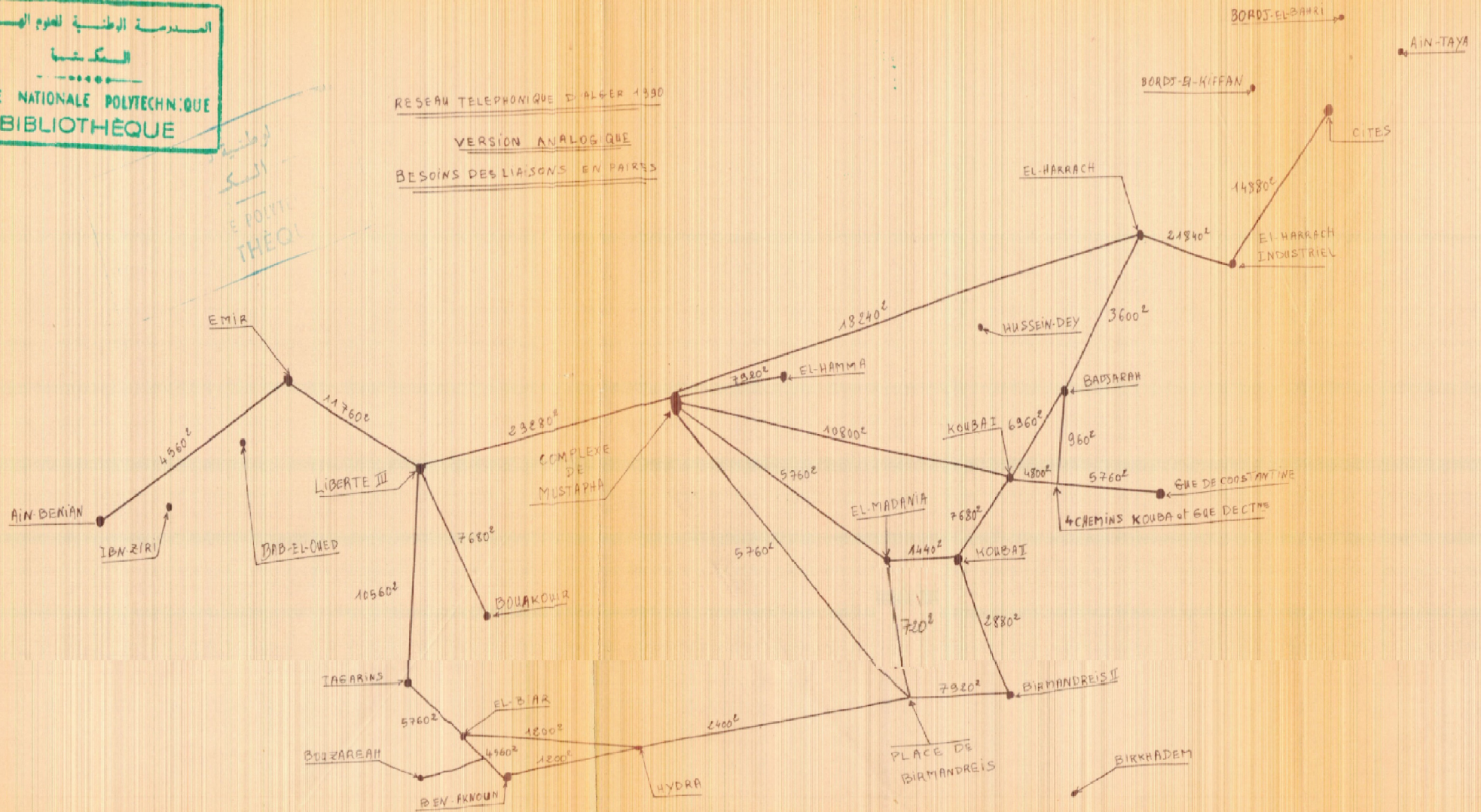
المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
البيزنطية
.....
Ecole Nationale Polytechnique
BIBLIOTHEQUE

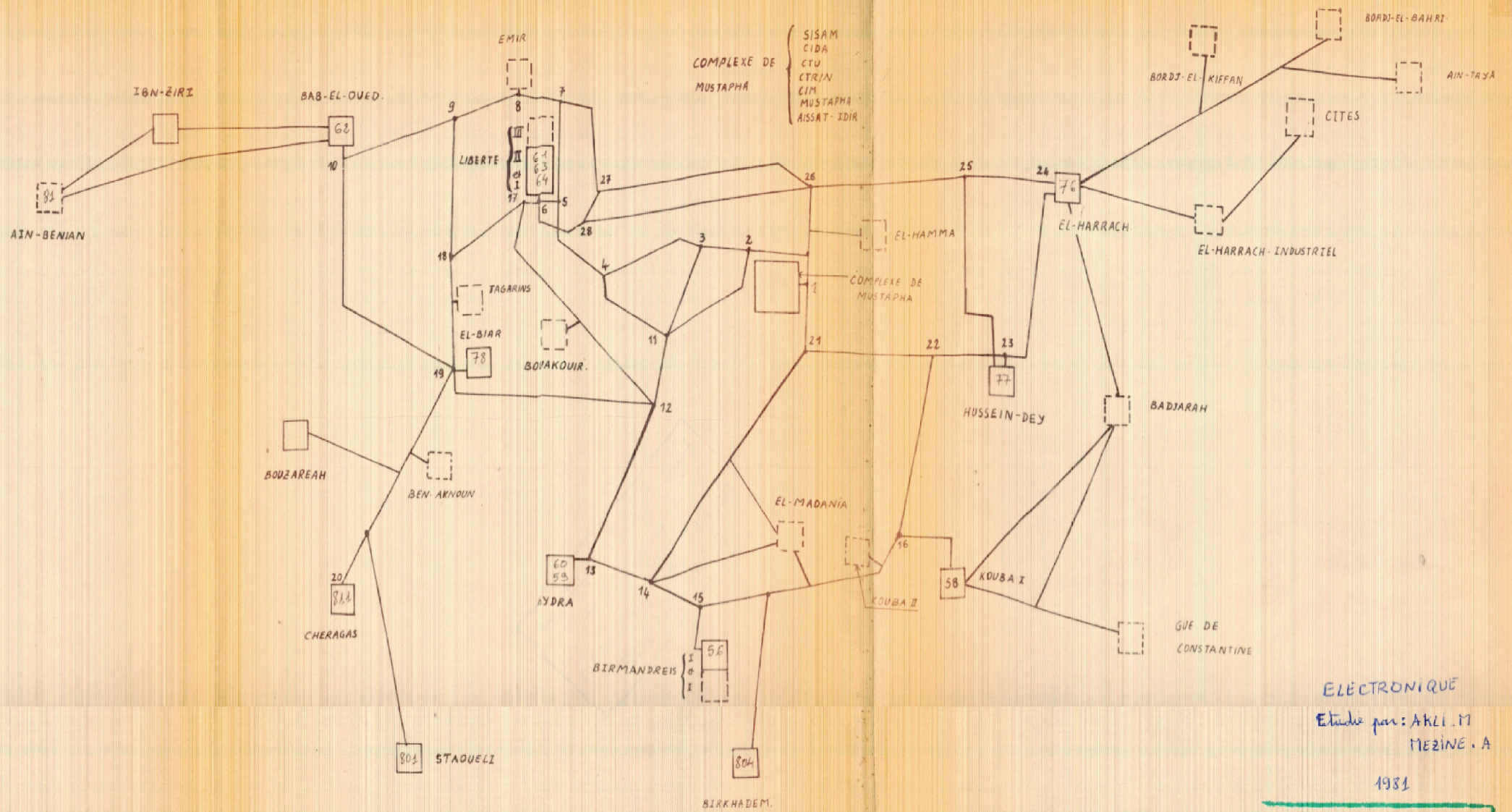
الوطنية
البيزنطية
Ecole Nationale
Polytechnique

RESEAU TELEPHONIQUE D'ALGER 1980

VERSION ANALOGIQUE

BESOINS DES LIAISONS EN PAIRES





COMPLEXE DE MUSTAPHA
 SISAM
 CIDA
 CTRIN
 CIM
 MUSTAPHA
 AISSAT-IDIR

ELECTRONIQUE
 Etude par: AKLI.M
 MEZINE.A

1981

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
 المكتبة

 ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
 BIBLIOTHEQUE

Réseau Téléphonique d'Algérie
 Plan général des canalisations
 Inter: Centraux
 schéma des Itinéraires

Centres d'Arrivée Centres de Départ	EMIR	TAGARINS	AISSAT-IDIR	BIRMANDREIS II	BADJARA	EL-HARRACH INDUSTRIEL	KOUBA I	LIBERTE III	EL-HAMMA	EL-MADANIA	BOUAKOUIR	GUE DE CONSTANTINE	BEN-AKNOUN	AIN-BENIAN	CITES			CJU	CJA/N	CJDA
EMIR		38,13	76,26	38,13	22,62	38,13	22,62	22,62	38,13	38,13	38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			460,36	300	40
TAGARINS	38,13		76,26	38,13	22,62	38,13	22,62	22,62	38,13	38,13	38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			460,36	300	40
AISSAT-IDIR	79,29	79,29		79,29	47,39	79,29	47,39	47,39	79,29	79,29	79,29	47,39	47,39	23,69	158,57			875,37	600	80
BIRMANDREIS II	38,13	38,13	76,26		22,62	38,13	22,62	22,62	38,13	38,13	38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			498,49	300	40
BADJARA	22,12	22,12	44,24	22,12		22,12	11,06	11,06	22,12	22,12	22,12	11,06	11,06	5,53	44,24			223,5	150	20
EL HARRACH INDUSTRIEL	38,13	38,13	76,26	38,13	22,62		22,62	22,62	38,13	38,13	38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			482,98	300	40
KOUBA II	22,12	22,12	44,24	22,12	11,06	22,12		11,06	22,12	22,12	22,12	11,06	11,06	5,53	44,24			212,44	150	20
LIBERTE III	22,12	22,12	44,24	22,12	11,06	22,12	11,06		22,12	22,12	22,12	11,06	11,06	5,53	44,24			169,2	150	20
EL-HAMMA	38,13	38,13	76,26	38,13	22,62	38,13	22,62	22,62		38,13	38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			482,98	300	40
EL-MADANIA	38,13	38,13	76,26	38,13	22,62	38,13	22,62	22,62	38,13		38,13	22,62	22,62	11,31	76,26			482,98	300	40
BOUAKOUIR	38,13	38,13	76,26	38,13	22,62	38,13	22,62	22,62	38,13	38,13		22,62	22,62	11,31	76,26			460,36	300	40
GUE DE CONSTANTINE	22,12	22,12	44,24	22,12	11,06	22,12	11,06	11,06	22,12	22,12	22,12		11,06	5,53	44,24			223,5	150	20
BEN AKNOUN	22,12	22,12	44,24	22,12	11,06	22,12	11,06	11,06	22,12	22,12	22,12	11,06		5,53	44,24			223,5	150	20
AIN BENIAN	10,82	10,82	21,64	10,82	5,41	10,82	5,41	5,41	10,82	10,82	10,82	5,41	5,41		21,64			115,34	75	10
CITES	79,29	79,29	158,57	79,29	47,39	79,29	47,39	47,39	79,29	79,29	79,29	47,39	47,39	23,69				1026,26	600	80

ELECTRONIQUE
Etude par AKLI, M
MEZINE, A
1981

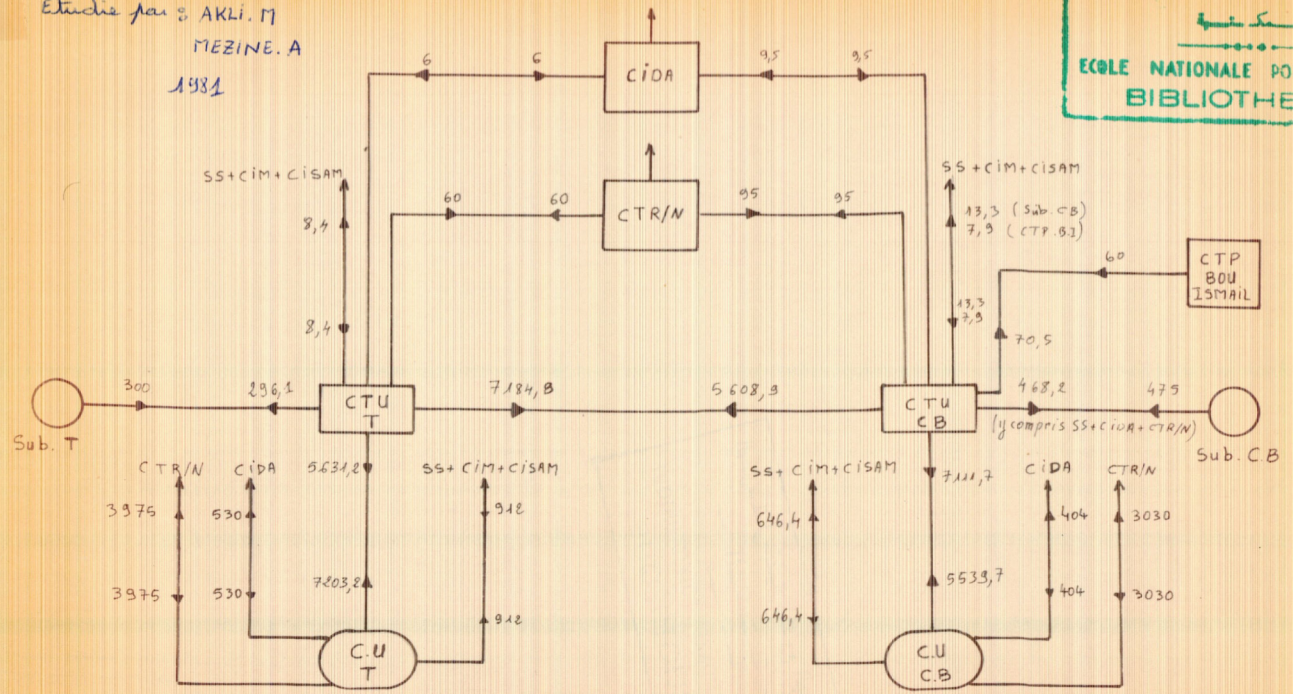


Legende :

TRAFFIC DE (en E)
DEPART
NOMBRE DE
JONCTEURS DE DEPART

MATRICE DONNANT LE TRAFIC URBAIN
ET LE NOMBRE DE JONCTEURS
DES CENTRAUX TEMPORELS

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
 المكتبة
 ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
 BIBLIOTHEQUE



REPARTITION DES TRAFICS

N.B. Les chiffres donnés expriment le trafic en Erlangs.

CTU.T	T.A	13186,5 E
	T.D	13186,3 E
CTU.CB	T.A	13385,2 E
	T.D	13385 E

C. Sub. Temporels

Trafic total vers CTU.T. 300E

SS+CIM+CISAM	8,4 E	
CIDA	6 E	
CTR/N	60 E	
CTU.CB	CU.CB	90 E
	Sub.CB	8,4 E
	CTP.B. ISM.	5,2 E
CTU.T	122 E	

C. Sub. CB.

Trafic total vers CTU.CB. 475 E

SS+CIM+CISAM	13,3 E	
CIDA	9,5 E	
CTR/N	95 E	
CU.CB	144 E	
CTP.B. ISMAIL	8,5 E	
CTU.T	CU.T	196 E
	Sub.	8,5 E

C.T.P Bou: Ismail.

Trafic total genere: 264 E

CTR/N	180 E
CIDA	24 E
CTU.CB	60 E.

CTU.CB

SS+CIM+CISAM	7,9 E
CU.CB	20,7 E
Sub.CB	2 E
CU.T	28,2 E
Sub.T	1,2 E

Centre d'Arrivée Centre de Départ	LIBERTE I	LIBERTE II	BAB-EL-OUED	IBN-ZIRI	MUSTAPHA	BIRMANDREIS	HYDRA	HUSSEIN-DEY	EL-BIAR	KOUBA I	BIRKHADEM	EL-HARRACH	BOUZAREAH	CHERAGA	C.T.U	C.T.R.N	C.I.D.A
LIBERTE I		22,62 37	38,13 56	22,62 37	38,13 37	22,62 37	28,59 44	28,59 44	38,13 56	22,62 37	22,62 37	38,13 56	22,62 37	27,15 42	474,76 458	300 324	40 58
LIBERTE II	22,12 36		22,12 36	11,06 22	22,12 36	22,12 36	16,59 29	16,59 29	22,12 36	11,06 22	11,06 22	22,12 36	11,06 22	13,27 25	165,99 197	150 170	20 30
BAB-EL-OUED	38,13 56	22,62 37		22,62 37	38,13 37	22,62 37	28,59 44	28,59 44	38,13 56	22,62 37	22,62 37	38,13 56	22,62 37	27,15 42	627,43 679	300 324	40 58
IBN-ZIRI	22,12 36	11,06 22	22,12 36		22,12 36	22,12 36	16,59 29	16,59 29	22,12 36	11,06 22	11,06 22	22,12 36	11,06 22	13,27 25	287,65 326	150 170	20 30
MUSTAPHA	38,13 56	22,62 37	38,13 56	22,62 37		22,62 37	28,59 44	28,59 44	38,13 56	22,62 37	22,62 37	38,13 56	22,62 37	27,15 42	452,79 492	300 324	40 58
BIRMANDREIS I	22,12 36	11,06 22	22,12 36	11,06 22	22,12 36		16,59 29	16,59 29	22,12 36	11,06 22	11,06 22	22,12 36	11,06 22	13,27 25	265,53 306	150 170	20 30
HYDRA	28,33 44	16,78 29	28,33 44	16,78 29	28,33 44	28,33 44		21,24 35	28,33 44	16,78 29	16,78 29	28,33 44	16,78 29	20,13 34	466,3 553	225 247	30 42
HUSSEIN-DEY	28,33 44	16,78 29	28,33 44	16,78 29	28,33 44	28,33 44	21,24 35		28,33 44	16,78 29	16,78 29	28,33 44	16,78 29	20,13 34	466,3 553	225 247	30 42
EL-BIAR	38,13 56	22,62 37	38,13 56	22,62 37	38,13 56	22,62 37	28,59 44	28,59 44		22,62 37	22,62 37	38,13 56	22,62 37	27,15 42	627,43 679	300 324	40 58
KOUBA I	22,12 36	11,06 22	22,12 36	11,06 22	22,12 36	22,12 36	16,59 29	16,59 29	22,12 36		11,06 22	22,12 36	11,06 22	13,27 25	276,59 314	150 170	20 30
BIRKHADEM	22,12 36	11,06 22	22,12 36	11,06 22	22,12 36	22,12 36	16,59 29	16,59 29	22,12 36	11,06 22		22,12 36	11,06 22	13,27 25	287,65 328	150 170	20 30
EL-HARRACH	38,13 56	22,62 37	38,13 56	22,62 37	38,13 56	22,62 37	28,59 44	28,59 44	38,13 56	22,62 37	22,62 37		22,62 37	27,15 42	589,3 640	300 324	40 58
BOUZAREAH	22,12 36	11,06 22	22,12 36	11,06 22	22,12 36	11,06 22	16,59 29	16,59 29	22,12 36	11,06 22	11,06 22	22,12 36		13,27 25	287,65 326	150 170	20 30
CHERAGA	26,65 42	13,33 25	26,65 42	13,33 25	26,65 42	26,65 42	20,00 34	20,00 34	26,65 42	13,33 25	13,33 25	26,65 42	13,33 25		346,72 388	180 214	24 34

ELECTRONIQUE

Etudié par : AKLI. M
MEZINE. A

1981



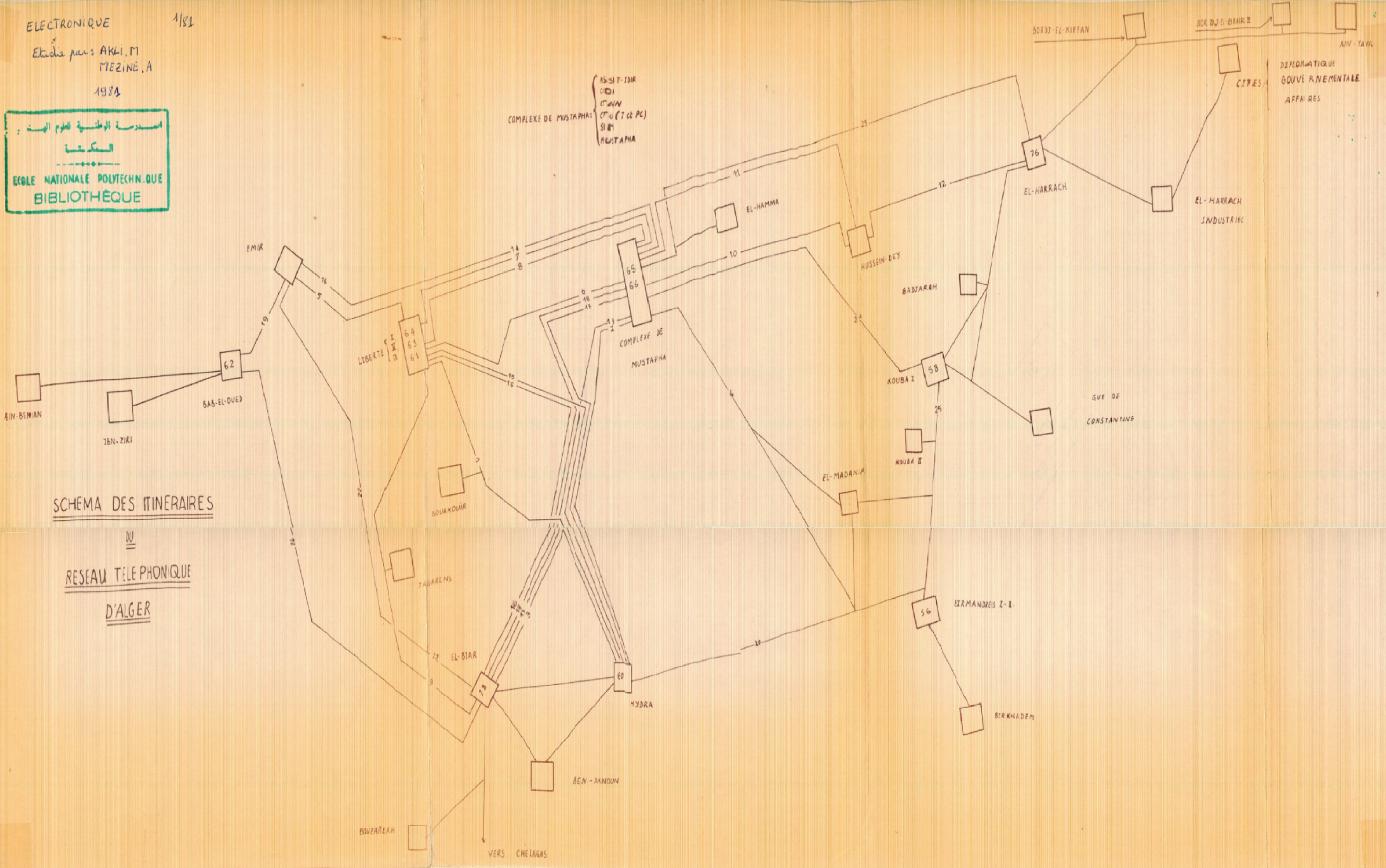
Légende



MATRICE D'ANNÉE DE TRAFIC D'ARRIVÉE ET DE DÉPART
 ÉLÉMENTS NUMÉRIQUES D'ANNÉE DE TRAFIC D'ARRIVÉE ET DE DÉPART
 ANNÉE DE TRAFIC D'ARRIVÉE ET DE DÉPART



COMPLEXE DE MUSTAPHA
 (AS-SI-F-DUR
 D'OU
 D'AIN
 D'OU (7 66 PC)
 31M
 NGUTAMA)



SCHEMA DES ITINERAIRES
DU
RESEAU TELEPHONIQUE
D'ALGER

