

Département Electronique et Electrotechnique

lex

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

—o—

PROJET DE FIN D'ETUDES

مدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكتبة

ECOLE NATIONALE D'INFORMATIQUE
THEME
BIBLIOTHÈQUE

**CONCEPTION ET REALISATION
D'UN MODEM A BANDE DE BASE**

Proposé par :

Mr : LAHLOU M.

(Chef du Dép. Telet. CNI)

Mr : BOUADJNAK B.

Ingénieur C.N.I.

Réalisé par :

Mr : LOUNIS AN.

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

Département Electronique et Electrotechnique

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

«O»

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

**CONCEPTION ET REALISATION
D'UN MODEM A BANDE DE BASE**

Proposé par :

Mr : LAHLOU M.

(Chef du Dép. Telet. CNI)

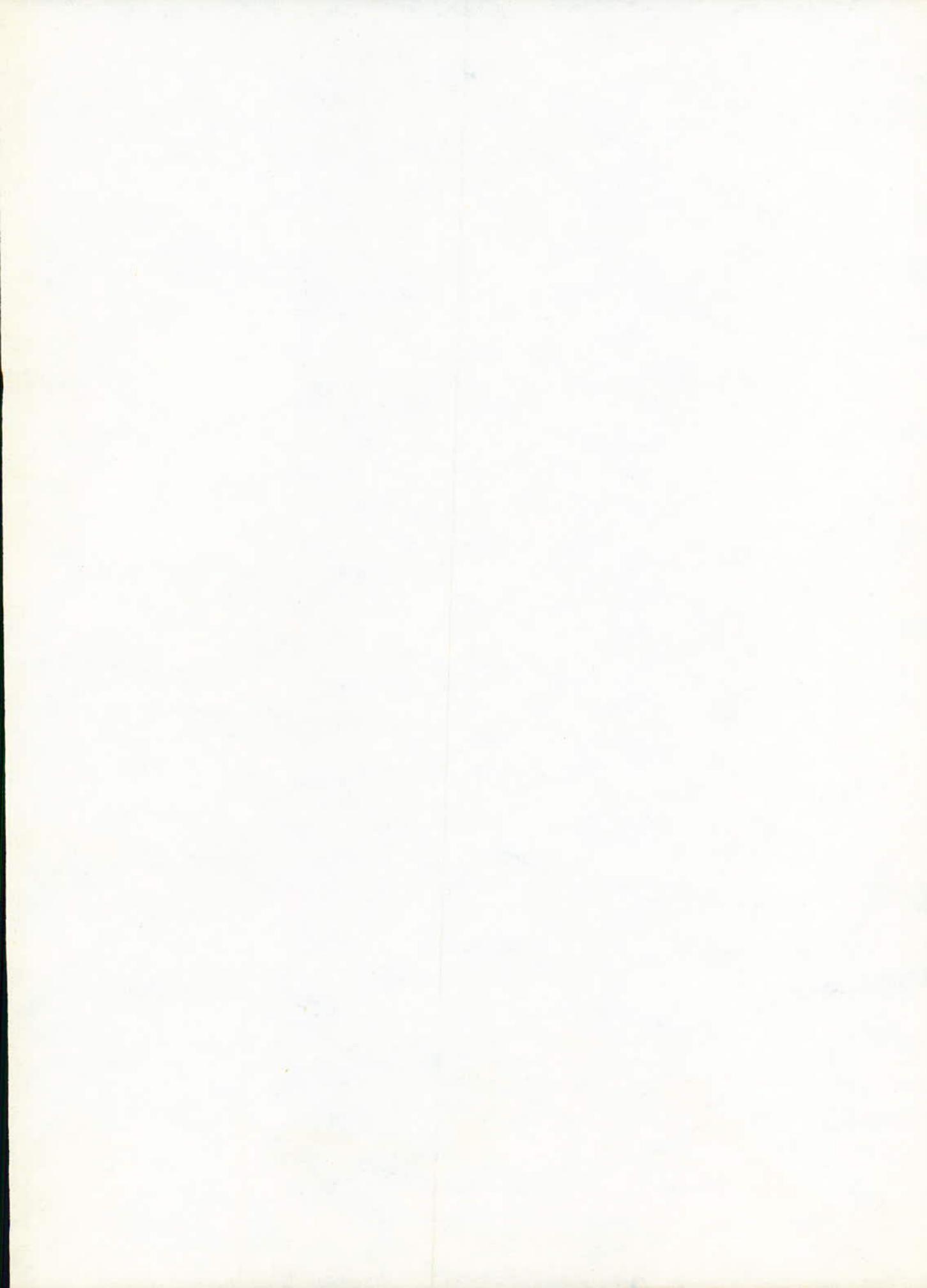
Mr : BOUADJNAK B.

Ingénieur C.N.I.

Réalisé par :

Mr : LOUNIS AN.

Promotion Janvier 1983



REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon promoteur Monsieur LAHLOU M. pour avoir bien voulu m'accepter dans son Département Téléinformatique (C.N.I) et Monsieur BOUADJENEK B. responsable Equipement Téléinformatique pour son aide pendant toute la durée de réalisation de ce travail, ainsi que tous les membres du Laboratoire Téléinformatique.

Je tiens aussi à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

LOUNIS Abdelnasser

A MES PARENTS

A MES AMIS

ABDEL NASSER

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

I/ - GENERALITES

- I.1 Procédés de Transmission de l'Information
- I.2 Méthodes d'exploitation
- I.3 Modes d'exploitation.

II/ - NOTION DE LIGNES

- II.1 Etablissement des équations
- II.2 Adaptation
- II.3 Affaiblissement
- II.4 Retard du groupe
- II.5 Imperfections des lignes.

III/- TRANSMISSION BAND DE BASE

- III.1 Modulation NRZ
- III.2 Spectre de fréquence
- III.3 Le bruit
- III.4 Signal sur bruit
- III.5 Quelques définitions.

IV/ - PRESENTATION DU MODEM A BAND DE BASE

- IV.1 Disposition du Modem dans un système de transmission
- IV.2 Synoptique du Modem
- IV.3 Fiche Technique du Modem
- IV.4 Jonction V24.

V/ - ETAGE EMISSION

- V.1 Horloge d'émission
- V.2 Brouilleur
- V.3 Débrouilleur
- V.4 Modulateur
- V.5 Circuits d'adaptation et de retard

VI - ETAGE RECEPTION

VI.1 Démodulateur

VI.2 Extraction de l'horloge

VI.3 Détection du signal

VI.4 Etablissement d'une liaison

CONCLUSION.

INTRODUCTION

L'apparition des moyens nouveaux et extrêmement efficaces qui sont les calculateurs électroniques conduit à envisager des méthodes nouvelles de gestion.

Cependant pour mécaniser cette gestion dans ses principaux domaines et avec toute l'efficacité désirable le centre calculateur ne doit plus être seulement un organisme travaillant en "champ clos" mais au contraire, il doit devenir le centre d'un véritable "système nerveux" lui permettant de recueillir les données relatives à un événement dès qu'il vient de se produire et aussi près que possible de l'endroit où il s'est déroulé, le calculateur doit aussi lorsque les données ont été traitées de rediffuser les résultats de son traitement vers les divers organismes intéressés nous aboutirons ainsi à un gain de temps considérable, qui devient dans ce siècle et dans les siècles à venir un élément primordial.

Grâce à ces procédés de transmission qu'on appellera désormais MODEM diminutif de mot Modulation Démodulation qui sera l'objet de notre travail concernant aussi bien sa conception que sa réalisation.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES MODEMS

I - 1 PROCEDES DE TRANSMISSION DE L'INFORMATION

La transmission de données numériques ne portent que sur un nombre fini de Symboles (caractères) que l'on traduit le plus souvent en signaux binaires, c'est-à-dire ne pouvant présenter que deux états électriques différents correspondant aux chiffres binaires 0 et 1 et non une infinité ou parler alors de la transmission numérique en code binaire.

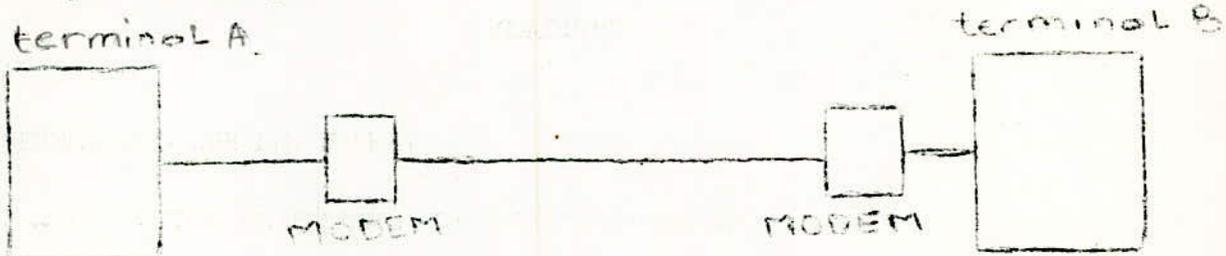
II - 2 METHODES D'EXPLOITATION

Il existe deux méthodes d'exploitation

a) - Exploitation par liaison "point à point"

Une liaison point à point peut se représenter schématiquement comme

indiqué sur la figure 1.



Le transmission se fait uniquement d'un terminal vers un autre, elle est utilisée principalement par des usagers ayant des informations nombreuses à transmettre ex: liaison entre 2 calculateurs

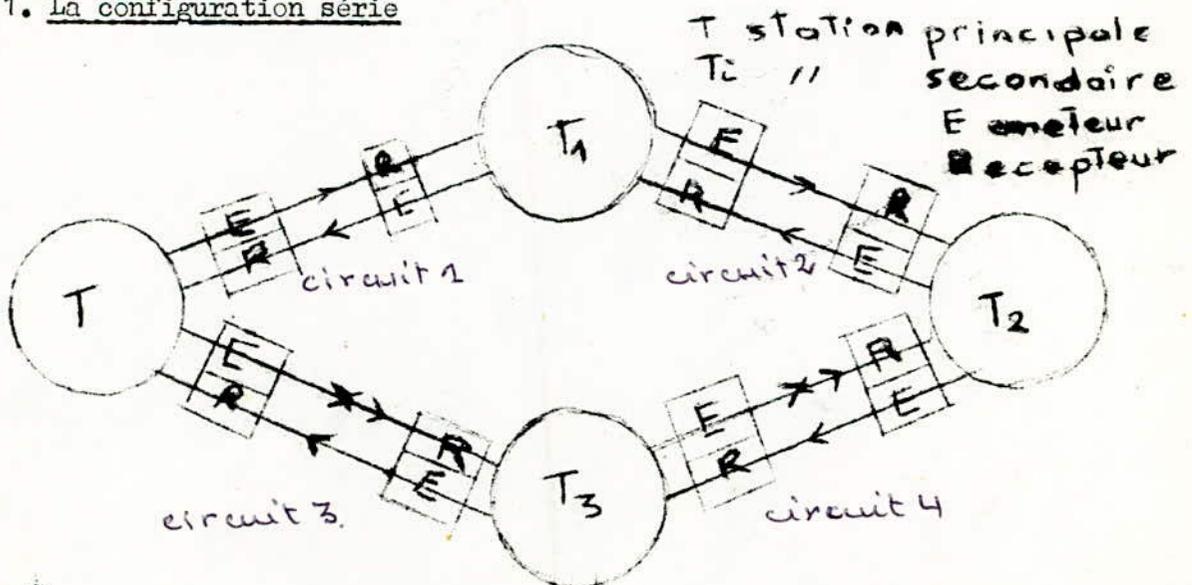
Exploitation par

b) LIAISON MULTIPPOINT

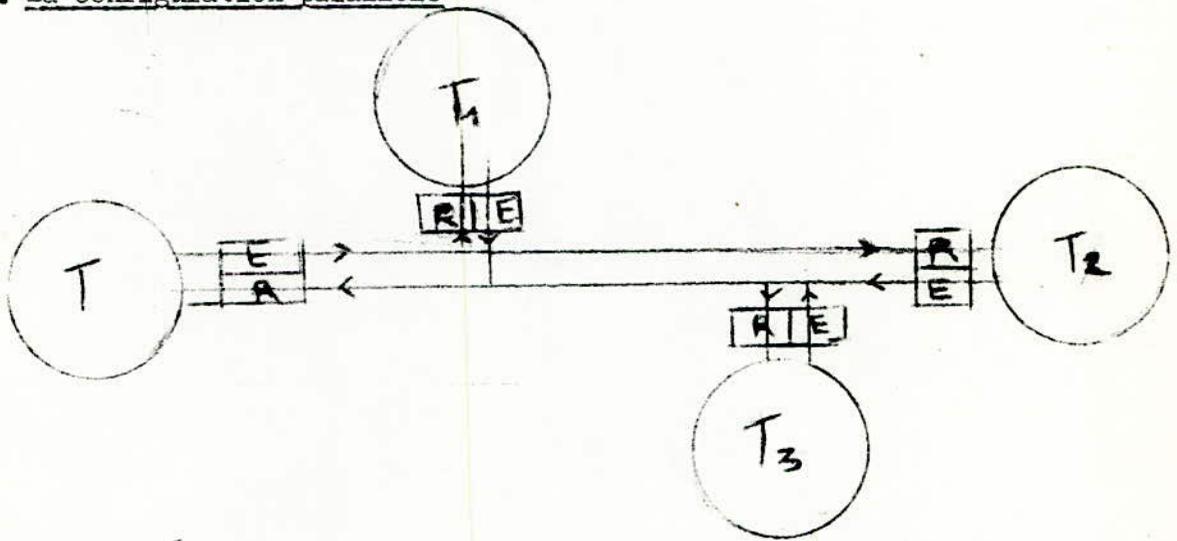
Il est possible de raccorder plusieurs installations terminales de données sur un même circuit, dont l'un des extrémités aboutit à un station principale équipée d'un ordinateur.

Il existe deux configurations de liaisons multipoints.

1. La configuration série



2. La configuration parallèle



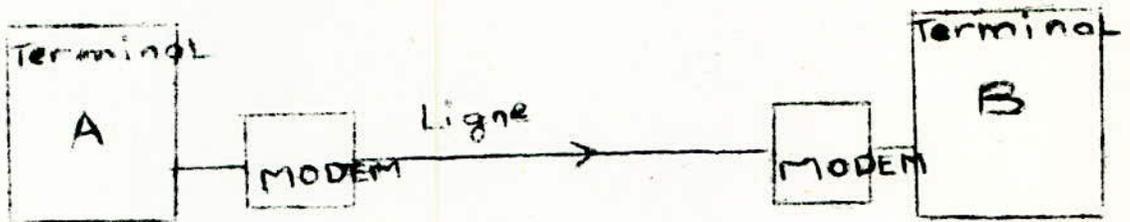
Les deux configurations ont leurs avantages et leurs inconvénients. Celle en série présente l'avantage de pallier la coupure d'un circuit de liaison en raison de la possibilité de transmettre dans un sens vers T_1 , T_2 et T_3 ou, dans l'autre vers T_3 , T_2 et T_1 .

Si par exemple le circuit 2 est en défaut la station terminale peut converser avec T_1 par le circuit 1 et avec T_2 et T_3 par les circuits 4 et 3.

Dans le cas de la configuration parallèle il faut prévoir des circuits de secours pour obtenir le même résultat par contre, les équipements de conversion (MODEMS) sont moitié moins nombreux.

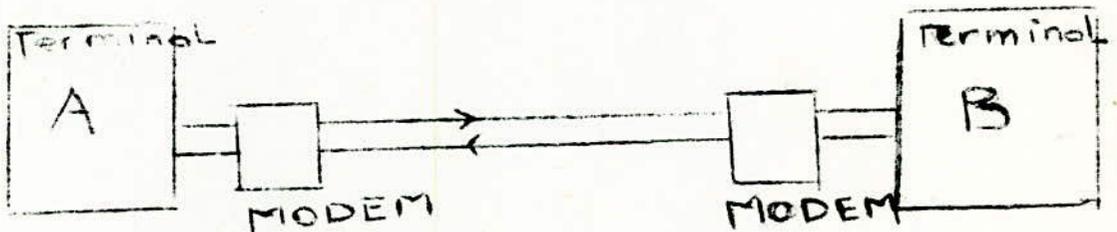
I - 3 MODES D'EXPLOITATION

a) Mode simplex :



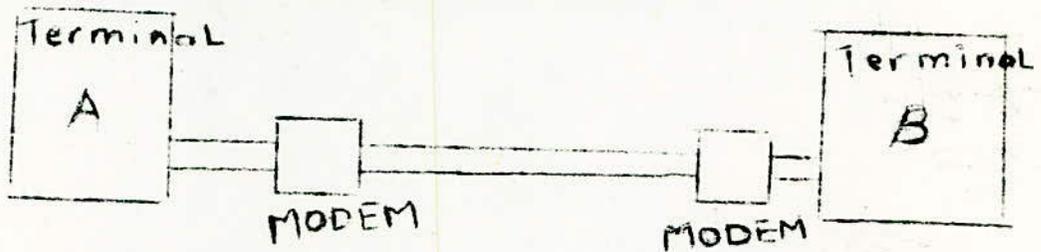
Dans ce cas la transmission se fait uniquement dans un sens terminal A vers le Terminal B, la transmission inverse du terminal B vers le terminal A n'existe pas c'est le cas de l'affichage des horaires des départs et des arrivées dans les grands aéroports par exemple.

b) Mode semi duplex (half duplex)



Dans ce cas la transmission se fait dans les deux sens mais pas simultanément quand A travaille en émetteur, B travaille en récepteur, et quand B travaille en émetteur, A travaille en récepteur.

c) Mode duplex intégral (full duplex)



Dans ce cas la transmission se fait dans les deux sens simultanément les deux Modems travaillent simultanément en émetteur et récepteur par leurs parties respectives.

CONCLUSION

Le rôle du Modem dans la transmission de données à distance est très importante c'est un outil indispensable dans la liaison inter calculateurs ou la liaison ordinateur périphérique.

CHAPITRE II

NOTION DE LIGNES

II - 1 ETABLISSEMENT DES EQUATIONS

Cette étude permet de déterminer le courant et la tension à la sortie d'une ligne fermée sur une impédance connue, connaissant ces deux grandeurs à l'entrée d'une ligne pour laquelle les quatre valeurs primaires R, L, G, C conservent la même valeur en tous points.

Nous supposerons qu'une ligne est une suite de quadripôles dont l'Unité est illustrée fig. II 1 on a :

$$V(x) = \frac{R}{2} i dx + L dx \frac{di}{dt} + V(x + dx) \\ + \frac{L}{2} dx \frac{di}{dt} + \frac{R}{2} dx i$$

$$V(x) - V(x + dx) = R i dx + L dx \frac{di}{dt}$$

$$\frac{V(x) - V(x + dx)}{dx} = Ri + L \frac{di}{dt}$$

$$-\frac{dV}{dx} = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

un raisonnement identique donne

$$-\frac{di}{x} = Gv + C \frac{dv}{dt} \quad (2)$$

Vu que la source délivre des tensions non sinusoïdales mais des tensions carrés on peut toujours décomposer celles-ci en termes sinusoïdaux d'amplitude finie par la série de fourrier.

On admet que les solutions sont également des sommes de termes sinusoïdaux.

Réécrivons les équations (1) et (2) en supposant sinusoïdales les variations de v et i et appliquons les notations complexes.

$$\text{On a } v = V e^{j\omega t} \quad \text{et } i = I e^{j\omega t}$$

Sachant que V et I sont des nombres complexes dépendant uniquement de x les équations (1) et (2) deviennent

$$-\frac{dV}{dx} = (R + jL\omega) I \quad (3)$$

$$-\frac{dI}{dx} = (G + jC\omega) V \quad (4)$$

$$\text{posons } R + jL\omega = Z \quad \text{et } G + jC\omega = G$$

Z : impédance longitudinale de la ligne

G : admittance transversale de la ligne.

(3) et (4) s'écrivent alors

$$(5) \quad -dV = ZI dx \quad \text{et} \quad -dI = GV dx \quad (6)$$

en posons $Z_c = \sqrt{\frac{Z}{G}}$ impédance caractéristique de la ligne et à l'aide de (5) et (6)

On déduit que :

$$dV + Z_c dI = -\sqrt{ZG} (V + Z_c I) dx$$

$$dV - Z_c dI = -\sqrt{ZG} (V - Z_c I) dx$$

$$\text{posons } V + Z_c I = U \quad \text{et} \quad V - Z_c I = U'$$

$$\gamma = \sqrt{ZG} \quad \text{Coefficient de propagation}$$

U et U' sont déterminées par les équations différentielles

$$-dU = \gamma U dx \quad \text{et} \quad dU' = \gamma U' dx$$

en les intégrant on a

$$U = U_0 e^{-\gamma x} \quad \text{et} \quad U' = U'_0 e^{\gamma x} \quad x$$

U_0 et U'_0 sont les conditions aux limites

Ce qui permet d'écrire que

$$V = \frac{V_0 + Z_c I_0}{2} e^{-\gamma x} + \frac{V_0 - Z_c I_0}{2} e^{\gamma x} \quad (7)$$

$$I = \frac{V_0 + Z_c I_0}{2} e^{-\gamma x} - \frac{V_0 - Z_c I_0}{2} e^{\gamma x} \quad (8)$$

Les valeurs de V_0 et I_0 sont les valeurs de V et de I à l'origine de la ligne pour $x = 0$.

Conclusion : nous avons résolu le problème que nous nous étions posé puisque les équations (7) et (8) donnent les valeurs de la tension et du courant à un point quelconque de la ligne d'abscisse x de la ligne si on connaît leurs valeurs originelles.

II - 2 ADAPTATION

Connaissant l'impédance $Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$ en bout de ligne on peut tirer

$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = Z_c \frac{Z_1 + Z_c \text{th} \gamma l}{Z_1 \text{th} \gamma l + Z_c}$ qui est l'impédance d'entrée Z_0 d'une ligne de longueur l on a adaptation si le coefficient de réflexion $\Gamma(1)$ étant nul

$$\Gamma(1) = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c} = 0$$

$$\Rightarrow Z_1 = Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \Rightarrow Z_0 = Z_c.$$

Conclusion : l'impédance d'entrée de la ligne est égale à son impédance terminale et ceci quelle que soit la longueur de la ligne.

II - 3 AFFAIBLISSEMENT

Le coefficient de propagation : $\gamma = \sqrt{ZG} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$

$$\gamma = \alpha_1 + \alpha_2 + j\beta$$

$$\text{en effet } \gamma = \sqrt{j\omega L \left(-1 + \frac{R}{j\omega L} \right) j\omega C \left(1 + \frac{G}{j\omega C} \right)}$$

$$\delta = j\omega\sqrt{LC} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\alpha_1 = \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \alpha_2 = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \beta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \beta = \omega\sqrt{LC}$$

On peut écrire donc en posant $\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha$

$$I = I_0 e^{-\alpha x} = I_0 e^{-\alpha x} (\cos Bx - j \sin Bx)$$

Cette formule montre que le modul de I est

$$|I| = |I_0| e^{-\alpha x} \quad \text{de même que } |V| = |V_0| e^{-\alpha x}$$

On peut donc en déduire que :

l'intensité est $e^{-\alpha x}$ fois plus faible à un point x qui à l'origine, c'est un affaiblissement de αx nepers et $\alpha x = \log \frac{|I_0|}{|I|}$ voir fig. II - 2

II - 4 RETARD DU GROUPE

L'intensité de même qu'elle a subit un affaiblissement subit une rotation déphase en effet en un point x de la source le courant instantané a pour expression

$$i = |I_0| \sqrt{2} e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \alpha x) \quad \text{c'est un aspect sinusoïdale}$$

comme le montre la figure II - 3

un sommet quelconque A correspond à la valeur 1 du sinus son abscisse x_A et tel que

$$\omega t - \alpha x_A = \frac{\pi}{2} + 2n\pi \quad n \text{ entier}$$

$$x_A = \frac{\omega t}{\alpha} - \frac{\pi}{2\alpha} - \frac{2n\pi}{\alpha} \quad \text{on reconnaît une expression de la forme}$$

$$x = Vt + x_0 \quad \text{c'est un mouvement uniforme donc le sommet A se déplace}$$

de la vitesse $V = \frac{\omega}{\alpha}$

- mais un signal fait intervenir l'ensemble des fréquences de ses composantes de fourrier

- Si à l'origine a t_0 on a une phase $\omega t_0 + \varphi_0$ à un instant t_1 à l'extrémité de la ligne la phase devient $\omega t_1 + \varphi_0 - \alpha l + 2k\pi$ et par conséquent $\omega t_0 + \varphi_0 = \omega t_1 + \varphi_0 - \alpha l + 2k\pi$ car le signal a été reconstitué.

$$\omega(t_1 - t_0) = \omega L \Rightarrow \frac{L}{t_1 - t_0} = \frac{\omega}{\omega}$$

On appelle vitesse de propagation du groupe

$$V_g = \frac{d\omega}{dk}$$

- VU qu'on fait intervenir un grand nombre de composant de série de fourrier de pulsation $\omega, 2\omega, 3\omega, 4\omega, \dots, k\omega$

la vitesse $V_g = \frac{d\omega}{dk}$ n'est pas la même.

pour l'ensemble des composants de fourrier, il existe alors des retards de groupe et le signal n'est pas bien reconstitué à l'arrivée vu qu'un ou plusieurs composants de fourrier arrivent en retard au récepteur.

II - 5 - IMPERFECTIONS DES LIGNES

Il faut avoir toujours présent à l'esprit que les lignes téléphoniques ont été conçues pour transmettre la parole, mais elles deviennent de qualités insuffisantes pour transmettre des données.

En effet, si ces lignes remplissent correctement leur rôle téléphonique, elles n'en présentent pas moins des imperfections qui conduisent à des défauts que l'oreille corrige en grande partie, mais qui deviennent de plus en plus néfastes pour la transmission de données à grandes vitesses.

Qu'elles soient spécialisées ou commutées les lignes présentent des défauts dont les plus graves sont :

- la bande passante est trop étroite pour les lignes commutées de l'ordre de 3 000 Hz dans le meilleur des cas. Les lignes que nous utiliserons pour la transmission band de base sont des lignes louées spécialisées de très bonne qualité qui ont une bande passante beaucoup plus large pouvant laisser passer sans couper un signal de 19 200 Hz.

- La distorsion d'affaiblissement qui oblige à prévoir des égaliseurs d'amplitudes pour la corriger.

- La distorsion du temps de propagation du groupe qui se traduit par le fait que les différentes fréquences émises en même temps à l'extrémité n'arrivent pas au même instant à l'autre extrémité.

Cette distorsion est la plus grave si l'on sait qu'elle dépasse 2 ns alors que les signaux élémentaires que l'on veut transmettre ont une durée inférieure à la milliseconde pour des vitesses de transmission supérieures à 1 000 bits / s.

Pour minimiser ce défaut sur les lignes louées spécialisées le C.C.I.T.T. a publié l'avis M. 102 dans laquelle sont spécifiées les caractéristiques des lignes louées de qualité supérieure disposant d'un gabarit indiqué fig. II - 4.

Nous donnerons aussi la comparaison entre les temps de propagation Z du groupe et l'affaiblissement en fonction de la fréquence pour les lignes métalliques et les lignes chargées fig. II 5 et II 6.

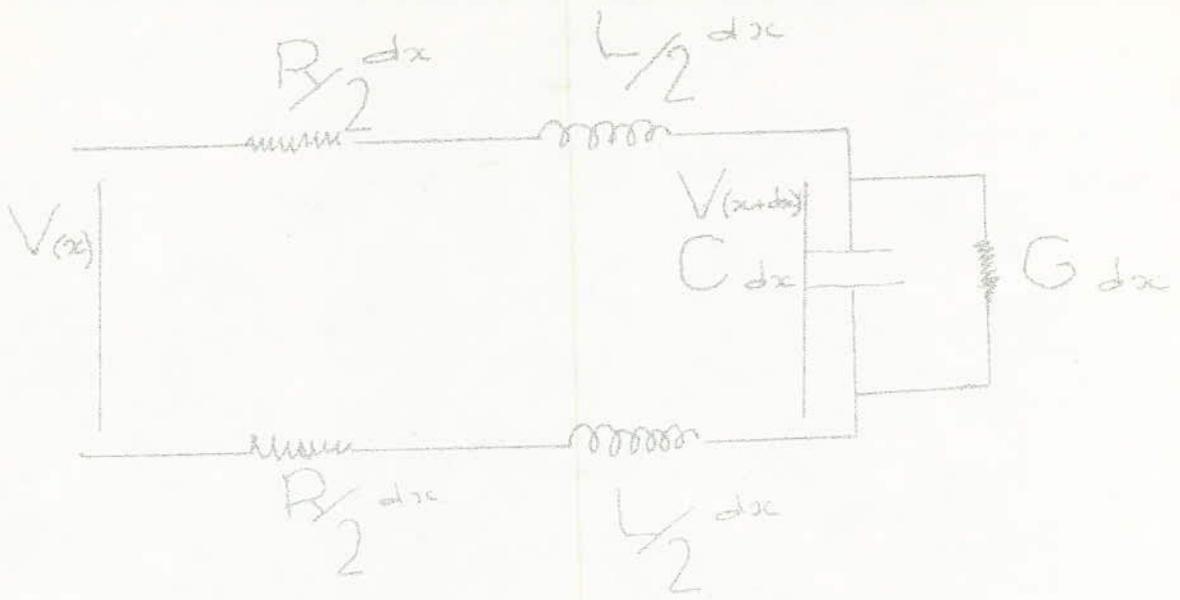


fig II.1



fig II.2

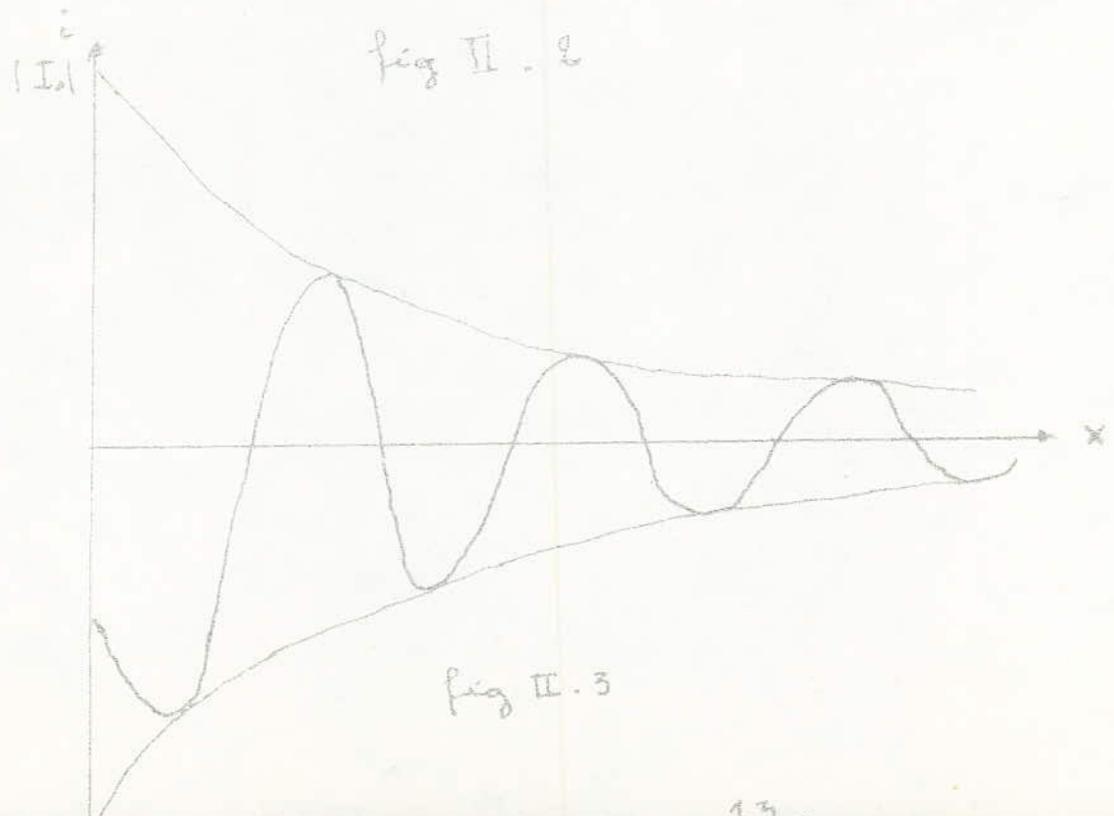


fig II.3

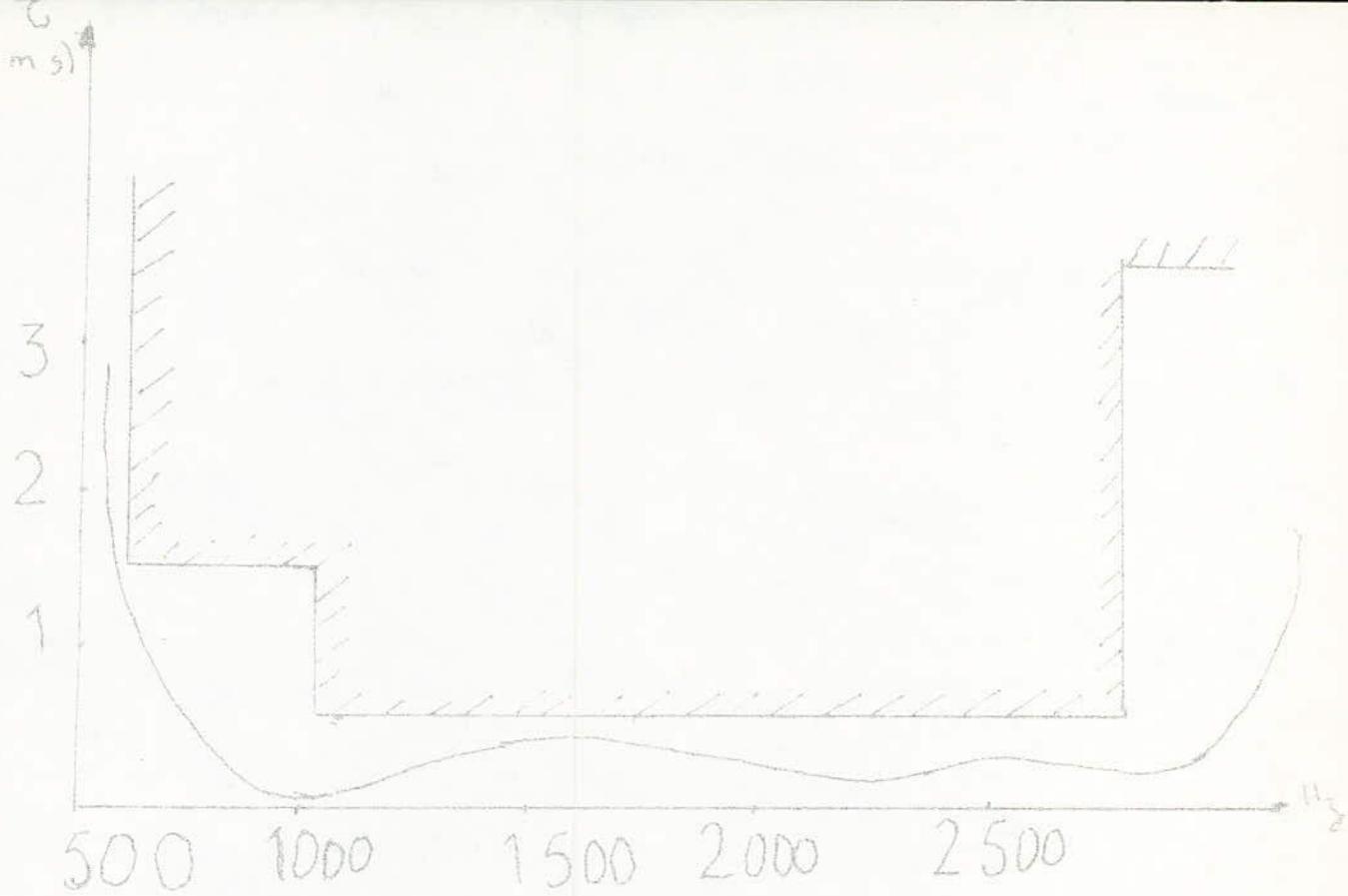


fig II.4

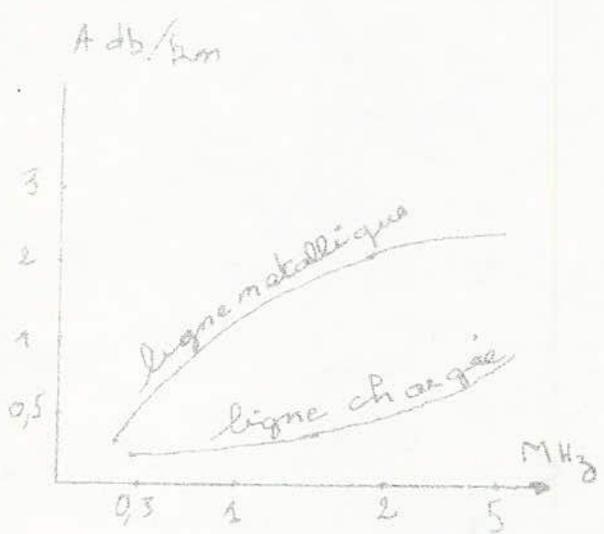


fig II.5

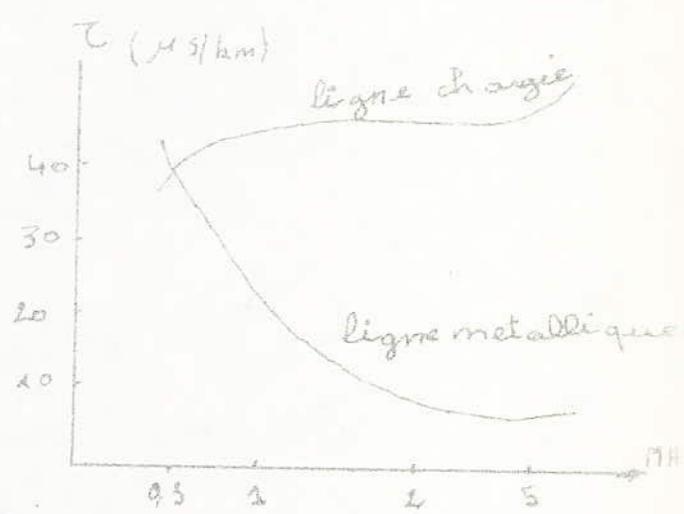


fig II.6

TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

III - 1 Modulation NRZ

La transmission en bande de base n'introduit pas de décalage en fréquence, ce qui permet d'utiliser à l'émission comme à la réception des MODEM simple, dans le cas de la transmission synchrone aux grandes vitesses rend le modem a bande de base plus avantageux que les modems utilisant une transposition de fréquence.

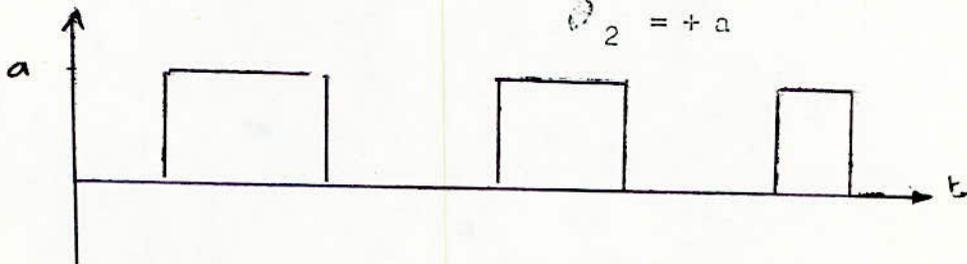
Le signal transmis par le modem a pour expression :

$$S(t) = \sum_i a_i R_{\Delta}(t - i\Delta) \quad a_i \in \{e_1, \dots, e_n\}$$

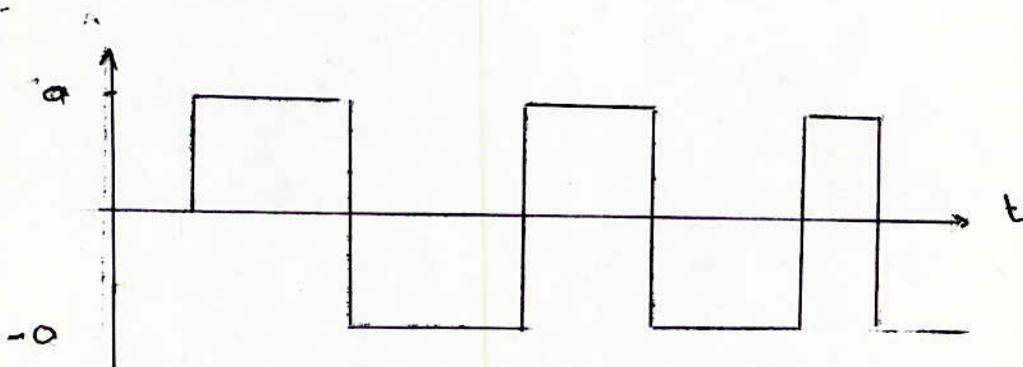
soit un signal de données avec $\Delta = T$

$$e_1 = 0$$

$$e_2 = +a$$



Le signal Transmis a La forme



Ce mode de transmission s'appelle le mode NRZ (no return to ~~zéro~~)
 cette transformation est réalisée par le circuit intégré SN 75110.

III - 2 SPECTRE DE FREQUENCE

Cherchons le spectre d'amplitude d'une ^{Train.}impulsion unique que
 représente l'Unité de transmission du mode NRZ.



$$s(t) = A \text{ si } -\frac{T_0}{2} < t < \frac{T_0}{2}$$

$$s(t) = 0 \text{ si } \left\{ \begin{array}{l} T_0 < t < -\frac{T_0}{2} \\ T_0 > t > \frac{T_0}{2} \end{array} \right.$$

Considérons un signal $S(t)$ défini dans un intervalle de temps T_0 , remplissant les conditions suivantes

- $S(t)$ est bornée
- les points de discontinuités, les maxima, les minima de $S(t)$ sont en nombre fini, il est possible d'écrire $S(t)$ la forme d'une série de fourrier.

$$S(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{+\infty} B_n \sin n\omega_0 t$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

les coefficients A_0, A_n, B_n ont pour valeur

$$A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) dt \text{ valeur moyenne du signal}$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \cos n\omega_0 t$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} x(t) \sin n\omega_0 t$$

Cette série s'appelle développement en série de Fourier de la fonction $x(t)$.

Etudions à titre d'exemple ce train d'impulsions de période T_0 et dont la longueur de l'impulsion est T , qui ne représente pas le cas pratique mais un intermédiaire utile pour l'étude du train aléatoire.

Vu que le signal représente une fonction paire les termes b_n sont nuls, alors que :

$$a_0 = \frac{A}{2}$$

$$a_n = A \frac{\text{Sin } n \pi f_0 t}{n \pi f_0 t} \quad \text{avec } f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{2T}$$

$$a_n = A \frac{\text{Sin } n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}}$$

$S(t)$ s'écrit alors :

$$S(t) = \frac{A}{2} \left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sin } n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \cos 2 n \pi f_0 t \right)$$

Il vient à l'idée de représenter les différentes valeurs a_n (coefficients de fourrier) en fonction des différentes pulsations $w = 0, w_0, 2 w_0, \dots, n w_0$ correspondant aux différentes valeurs de M .

Le spectre d'amplitude s'écrit alors

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |a_n| \delta(f - n f_0) \quad \text{avec } \delta(f - n f_0)$$

représente l'impulsion de dirac

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A}{2} \left| \frac{\text{Sin } n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \right| \delta(f - n f_0)$$

et le spectre de fréquence $S(f)$ s'écrit :

$$S(f) = X^2(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A^2}{4} \left| \frac{\text{Sin } n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \right|^2 \delta(f - n f_0)$$

O_n reconnaît les deux fonctions $\left| \frac{\text{Sin } x}{x} \right|$ et $\left| \frac{\text{sin } x}{x} \right|^2$ voir fig. III-1

et fig. III-2.

Donc tout signal y compris les signaux carrés aléatoires peuvent être décomposés en somme de signaux sinusoidaux.

III - 3 LE BRUIT

Dans le domaine de transmission on appelle bruit toutes perturbations qui affectent la voie de transmission ;

Il existe deux sortes de bruit importants qui affectent la transmission.

a) le bruit blanc

Celui-ci affecte uniformément tout le spectre des fréquences émises, il est provoqué par les circuits ~~aux-mêmes~~. On appelle N_0 la puissance du bruit blanc et N sa valeur quadrotique moyenne, N et N_0 sont reliés par la formule $N = N_0 \Delta f$

Δf étant la bande de fréquence du signal

b) le bruit impulsif

Il est constitué principalement d'impulsions d'amplitudes assez fortes mais de très courtes durées.

III - 4 SIGNAL SUR BRUIT

On prendra en considération uniquement le bruit blanc car le bruit impulsif qui est aléatoire n'admet pas d'approche mathématique.

$$\frac{S}{N} = \frac{S(f)}{N(f)} = \left| \frac{\Lambda^2 \sin n\pi T}{4 n \pi T} \right| \frac{1}{N_0 \Delta f}$$

L'amélioration du signal sur bruit consiste à améliorer très sensiblement la qualité de transmission, cette amélioration consiste à :

- augmenter l'amplitude du signal Λ , mais ceci ne peut se faire indéfiniment par l'amplificateur qui se sature à une valeur fixe Λ_{Max}
- diminuer l'influence du bruit en diminuant la bande de fréquence, c'est-à-dire faire intervenir un filtre qui permet en même temps de faire passer presque la totalité de l'information et diminuer la valeur moyenne du bruit.

III - 5 QUELQUES DEFINITIONS

1) Mode de transmission synchrone

Le principal reproche que l'on peut formuler vis à vis de la modulation asynchrone et que l'émission de 7 niveaux significatifs représentant l'information exige la transmission de ~~7~~ **11** niveaux en raison de la présence des signaux de départ (START) et d'arrêt (STOP). Même à cadence maximale c'est-à-dire avec une vitesse très grande, le rendement de la transmission **n'atteint que 70 % au maximum.**

Or, compte tenu du coût des circuits et du matériel à mettre en oeuvre, on a intérêt à augmenter le rendement pour le rapprocher le plus possible de 100 % surtout pour les moyenne et grande vitesse, en éliminant les signaux de start et de stop, Fig. III - 3 *c'est le cas de La Transmi-*

- la transmission synchrone doit prévoir à l'émetteur et au récepteur des bases de temps beaucoup plus *faibles* que celles utilisées en modulation asynchrone *fiabiles.*
- la base de temps du récepteur doit être asservie à celle de l'émetteur.

2) Rapidité de transmission et débit binaire

Le signal de données se présente sur la ligne sous la forme d'une suite de signaux qualifiés en durée. Si T est la durée élémentaire la plus faible de ces signaux, la rapidité de modulation exprimée en ~~bauds~~ et $R = \frac{1}{T}$ ~~bauds~~.

Cependant, la ~~qualité~~ *quantité* d'information transmise dépend aussi de la signification donnée à chaque élément de signal.

Si le signal est bivalent c'est-à-dire pouvant prendre les deux valeurs 0 et 1, on dit que la valence M de ce signal est 2 et le débit binaire D est alors égal.

$$D = R \text{ bands} \times \log_2^2 M = R \text{ bands.}$$

Dans ce cas le débit binaire s'exprime : le même nombre que R bands.

Dans le cas de la modulation quadrivalente la valeur M = 4 et le débit binaire s'écrit alors $D = R \text{ bands} \times \log_2^4 M$

$$D = R \text{ bands} \times \log_2^4 4$$

$$D = 2 R.$$

le débit binaire est alors double de la rapidité de la modulation.

3) Distorsions

Il existe deux types de distorsions.

a) distorsion biaise : elle caractérise le défaut relatif à la reconstitution du signal à la réception ce défaut est engendré par le retard du groupe.

Si t_1 et t_0 sont les valeurs moyennes de transitions 0 → 1 et 1 → 0 et si T est le plus petit intervalle séparant deux transitions (durée du bit).

la distorsion de biaise est $d_b = \frac{t_1 - t_0}{T} \%$ (voir fig. III-4)

b) distorsion jitter : elle caractérise le défaut relatif à l'extraction de l'horloge à partir du signal émis, cette distorsion engendre des oscillations longitudinales des fronts montant et descendant du signal reçu (voir fig. III - 4).

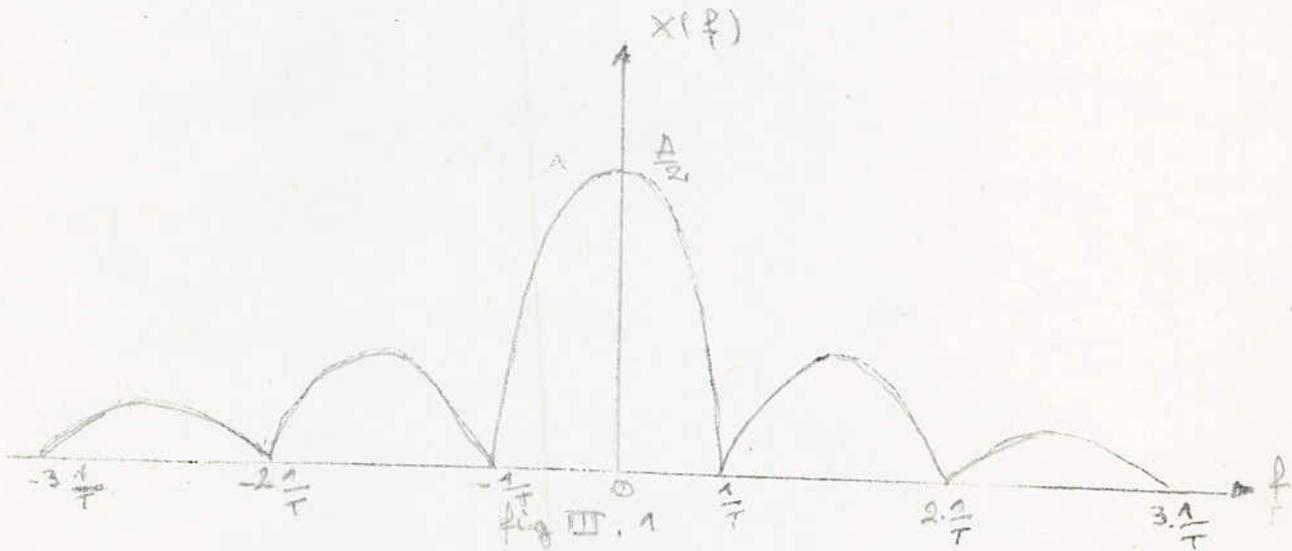
CONCLUSION :

La modulation NRZ utilise une bande de fréquence assez large que seules les lignes louées métalliques non pupinisées offrent cette possibilité.

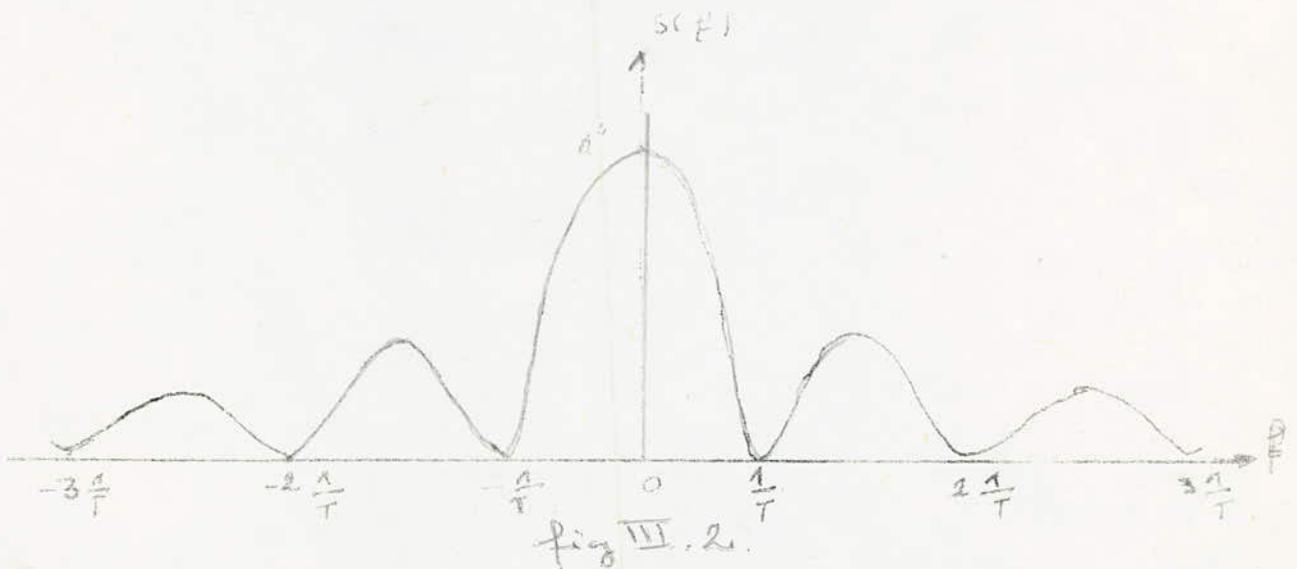
Dans ce cas, le multiplexage fréquentiel n'est pas possible d'où l'existence de deux lignes l'une employée pour l'émission et l'autre pour la réception.

Les modulations de fréquence ou de phase ou celle utilisant une combinaison des deux, qui réalisent une transposition en fréquence permettant de transmettre des informations à faibles et moyennes vitesses mais à grande distance, vu qu'elles émettent un signal analogique, à l'opposé de la modulation NRZ qui a l'inconvénient de transmettre un signal logique rendant ainsi la distance assez faible de l'ordre de 35 Km mais dispose d'un avantage certain quand à la vitesse de transmission pouvant atteindre 19 200 b/s.

L'utilisation de la modulation NRZ est beaucoup plus avantageuse pour la transmission de données dans les centres urbains et principalement en Algérie où les villes dépassent rarement 30 Km entre une extrémité et l'autre.



Spectre d'amplitude d'une impulsion.



Spectre de puissance d'une impulsion.

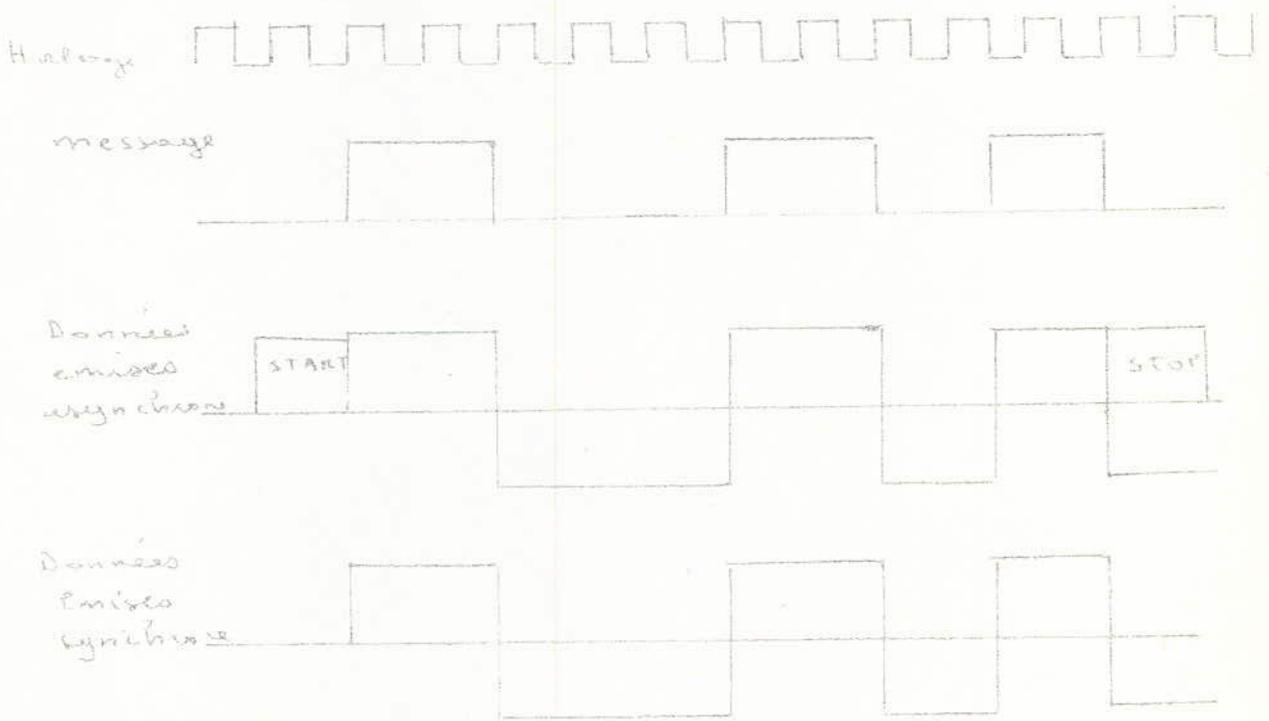


fig III. 3 Comparaison entre transmission synchrone et asynchrone

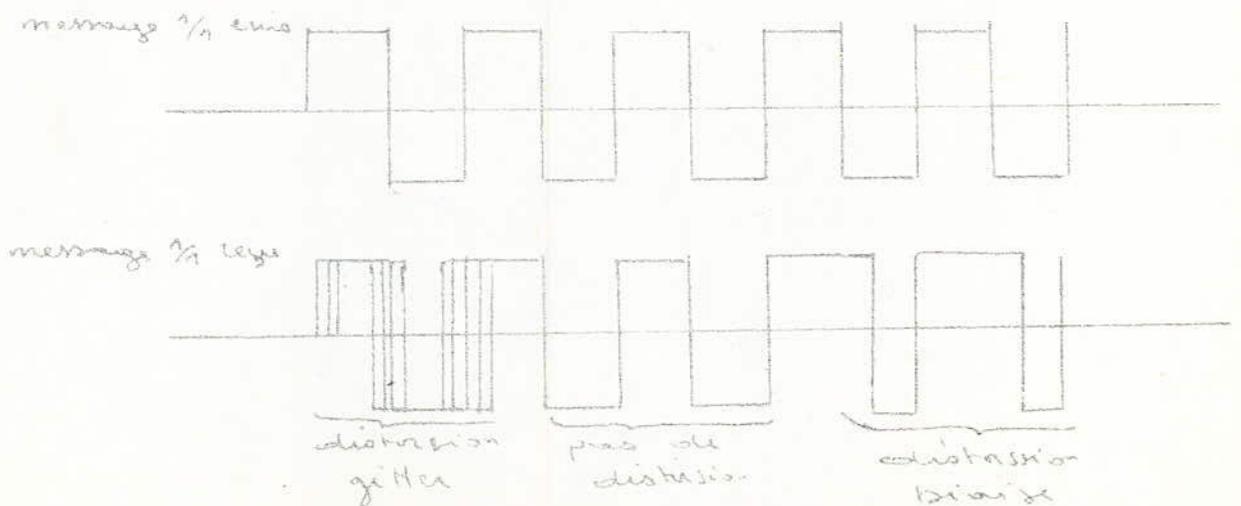


fig III. 4. Distorsions.

CHAPITRE IV

PRESENTATION DU MODEM BANDE DE BASE

IV - 1 DISPOSITION DU MODEM DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION

Le Modem s'insère dans un système complet de transmission (fig. IV-1) il est connecté au terminal à l'aide d'une jonction V 24 et à un support de transmission physique.

Nous noterons que dans le cas du Modem à bande de base le support de transmission sont deux lignes métalliques non chargées on dit aussi non pupinisées.

IV - 2 SYNOPTIQUE DU MODEM

Le Modem bande de base réalisé en mode série synchrone c'est-à-dire n'introduisant pas de décalage en fréquence.

Dans ce cas le signal de données binaires tel qu'ayant subi un codage préalable peut être alors transmis après une modulation NRZ (no return to zero) sur les lignes métalliques avec une vitesse allant de 1200 b/s jusqu'à 19 200 b/s et pouvant fonctionner aisément à 2400, 4800, 9600 b/s.

A la réception le signal NRZ est démodulé puis décodé grâce à la récupération de l'horloge synchrone avec les données reçues, c'est ainsi que se présente le Modem bande de base synchrone à Modulation NRZ fonctionnant à vitesse variable selon le choix. fig. IV - 2 représentant son synoptique.

I₁ se compose d'un étage émetteur comprenant :

- une horloge d'émission interne
- d'un brouilleur
- d'un modulateur

et d'un étage récepteur comprenant :

- un circuit d'extraction de l'horloge
- d'un débrouilleur
- d'un récepteur.

Le Modem band de base utilisé comprend aussi :

- une jonction V24 conforme aux normes C.C.I.T.T. jouant le rôle d'interface entre le terminal et le modem
- des circuits d'adaptation
- des circuits de retard C.T.S - R.T.S.
- d'un circuit de détection de la porteuse.

IV - 3 FICHE TECHNIQUE DU MODEM

Modulation : NRZ (no return to zero)

Mode : Série synchrone

Vitesse : Variable 1200, 2400, 4800, 9600, 19200 bit/s.

Sens : Duplex intégral

Support : Réseau loué lignes métalliques

Jonction : Avis V.24 conforme aux ~~normes~~ C.C.I.T.T.

Courant de sortie : 12 mA

Tension de sortie : 1 V

Puissance de sortie : 12 mW

Impédance de sortie d'émetteur : 150 Ω

Impédance d'entrée de récepteur : 150 Ω

IV - 4 JONCTION V24 (INTERFACE)

Pour qu'il n'y ait pas confusion des signaux digitaux le C.C.I.T.T. a nommé les interfaces qui jouent le rôle intermédiaire entre le terminal et le Modem en mettant au point la jonction V24 qui permet

- la commutation automatique du MODEM
- l'initialisation du MODEM
- la libération du MODEM

La jonction V24 est représentée sous la forme de la fig. IV - 4.

Les pins ¹ et 7 sont reliés à la masse alors que les pins :

Pin 2 : permet d'écouler les informations venant du terminal allant vers le Modem.

Pin 3 : permet d'écouler les informations reçues par le Modem vers le terminal.

Pin 4 : permet d'écouler une impulsion de demande pour émettre venant du terminal vers le Modem.

Pin 5 : permet d'écouler une impulsion de **prêt** pour émettre venant du Modem vers le terminal.

Pin 6 : permet d'écouler une impulsion venant du terminal vers le Modem disant que le terminal est prêt pour émettre.

Pin 8 : permet de libérer la voie d'entrée du terminal.

Pin 15 : **permet** de piloter le Modem par une horloge interne au terminal

Pin 17 : permet de vérifier si l'horloge extraite est satisfaisante.

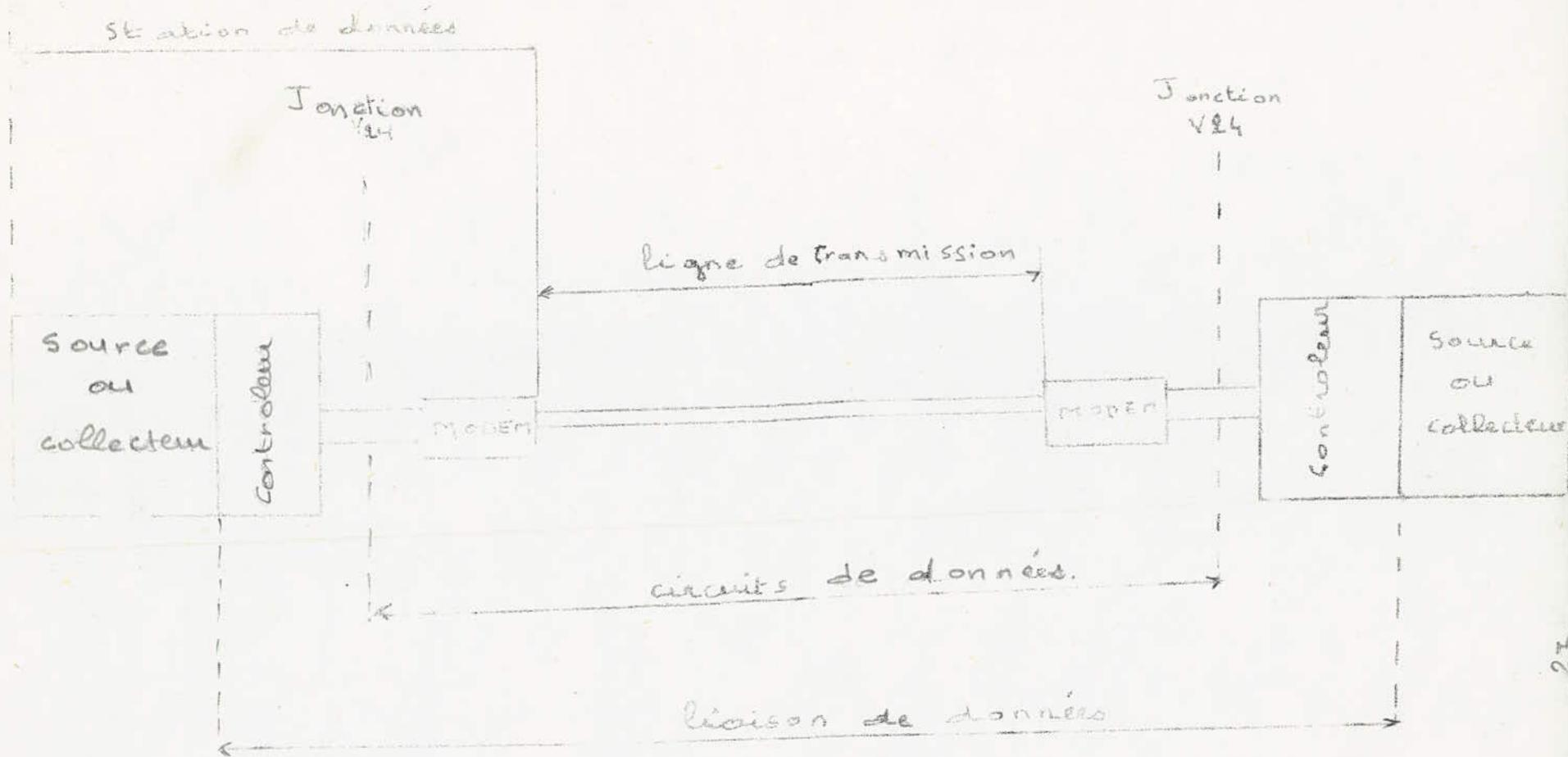


fig IV. 1.

DISPOSITION DU MODEM DANS UN SYSTEME DE TRANSMISSION

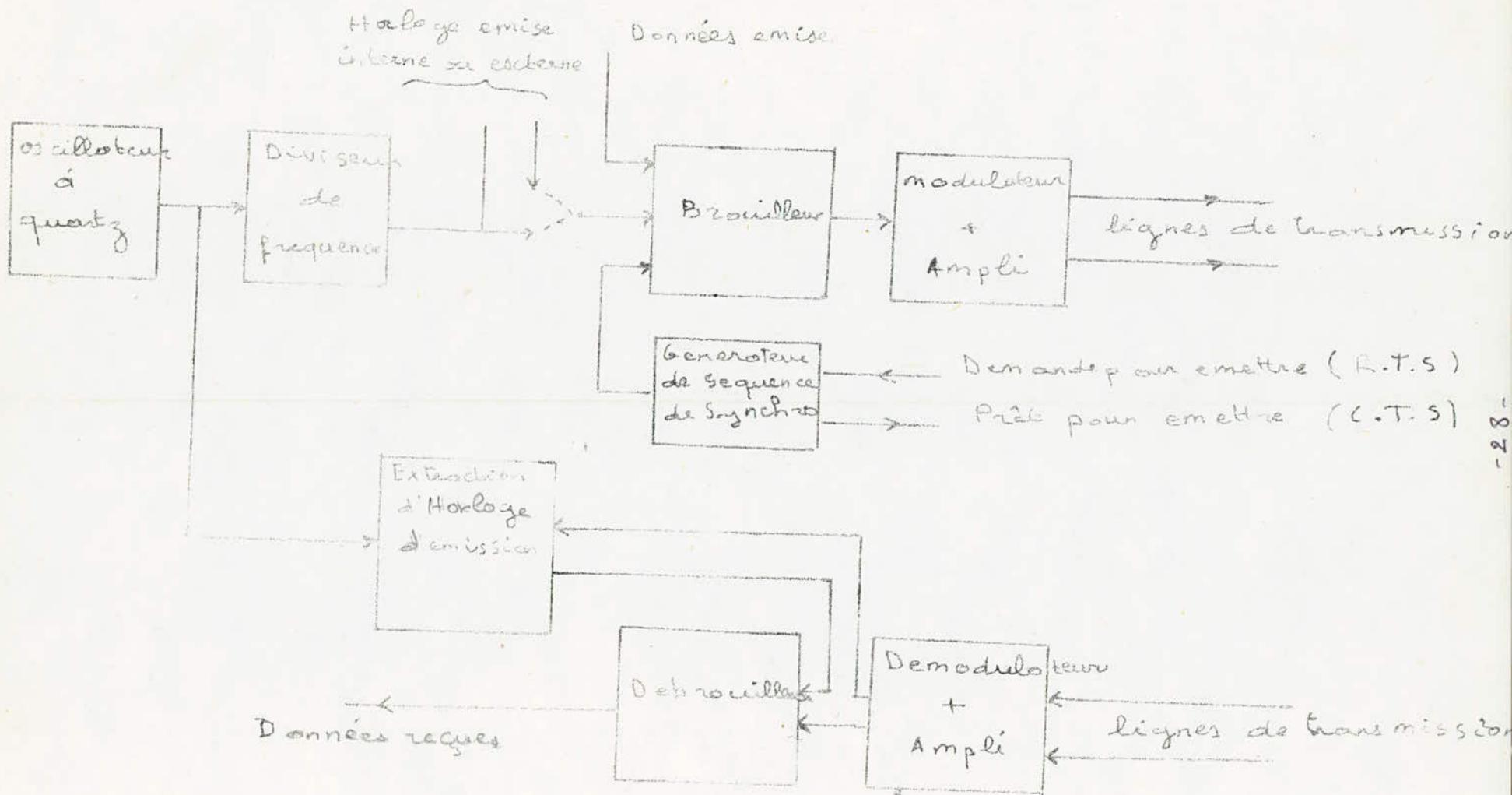


fig IV.2

SYNOPSIS DU MODEM

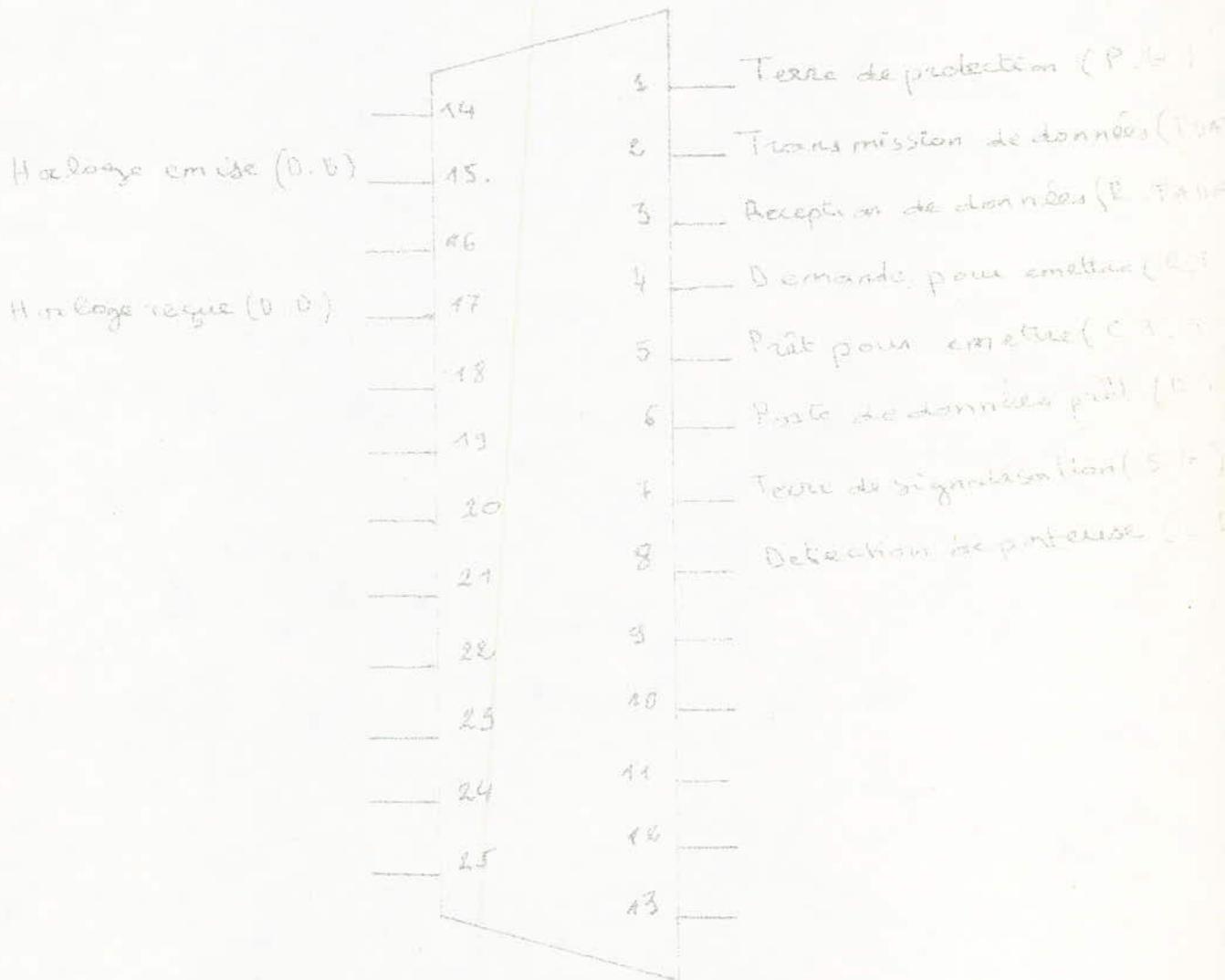


fig IV .4

AVIS V24 conforme aux normes C.C.I.T.T

CHAPITRE V

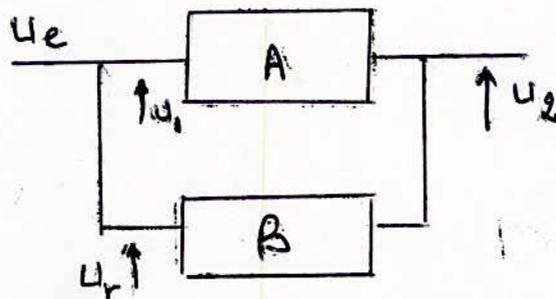
ETAGE D'EMISSION

V-1 HORLOGE D'EMISSION

Il y a deux possibilités de piloter les informations soit par une horloge externe au modem délivrée par le terminal soit par une horloge interne au modem. C'est cette horloge qu'on essayera de réaliser.

Nous rappellerons brièvement la conception d'un oscillateur.

La chaîne A : représente le gain en boucle ouverte



A : Amplification
B : Contre réaction

la chaîne A : représente le gain en boucle ouverte $A = \frac{U_2}{U_1}$

la chaîne B : représente la réaction $B = \frac{U_1}{U_2}$

le montage complétement représente le gain en boucle fermée $G_v = \frac{U_2}{U_e}$.

A l'origine a $t = 0$ U_e : représente le bruit blanc se trouvant dans les composants eux-mêmes.

On sait que le champ électrique se trouvant dans un composant non polarisé est de valeur moyenne nulle mais de valeur instantanée non nulle, c'est cette propriété des composants électroniques qui permettra de générer des oscillations grâce bien-sûr à une chaîne d'amplification et une chaîne de réaction.

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_e - U_r \\ U_r &= BU_2 \\ \text{et } U_2 &= AU_1 \end{aligned} \right\} \text{ voir figure V-1}$$

On a par définition $GV = \frac{U_2}{U_e}$

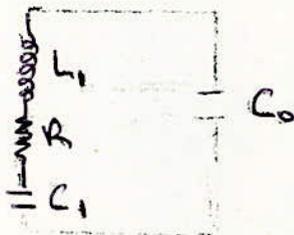
$$Gv = \frac{AU_1}{U_1 + U_1} = \frac{AU_1}{U_1 + BU_2} = \frac{AU_1}{U_1 + BA U_1}$$

$$GV = \frac{A}{1 + BA}$$

La condition d'oscillation s'écrit : $BA > 1$ pour obtenir des signaux sinusoïdaux il faut filtrer les harmoniques à l'aide de

- circuits a constantes localisées LC ou RC
- circuits a constantes réparties (quartz) c'est cette méthode qu'on adoptera vu qu'elle donne une meilleure stabilité en fréquence.

L'oscillateur a quartz utilisé permet à filtrer la fréquence $f = 2,45\ 7600\ \text{MH} \pm 10\ \text{Hz}$ insérer en série, et son schéma équivalent est



Son impédance équivalente est

$$Z_{eq} = \frac{(R_1 + jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega}) \frac{1}{jC_0\omega}}{R + jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega} + \frac{1}{jC_0\omega}}$$

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC_1 \omega^2 + jRC_1 \omega}{-RC_1 \omega^2 + j\omega(C_1 + C_0 + LC_1 C_0 \omega)}$$

Si on suppose que $R = 0$ qui n'est qu'une résistance de fuite alors

$$Z_{eq} = 0 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$Z_{eq} = \infty \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1}$$

La fréquence de résonance du quartz est

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q C_1}} \quad \text{Si le quartz est en série.}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q C}} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} \quad \text{si le quartz est en parallèle.}$$

L'impédance parfaite équivalente du quartz est alors :

- nulle pour la fréquence de résonance série
- infinie pour la fréquence de résonance parallèle

le courant traversant le quartz est :

- infini pour la fréquence de résonance série
- nulle pour la fréquence de résonance parallèle.

La fréquence filtrée issue de l'oscillateur attaque le compteur CD14040 fig. V 1-1 qui est utilisé comme diviseur de fréquence par 1,2,4, 8,16 un deuxième compteur permet une division totale par 28 voir fig. V1-2

Cette suite de division permet de générer les cinq vitesses qu'on utilisera au choix :

$$f_1 = 1200 \text{ b/s}$$

$$f_2 = 2400 \text{ b/s}$$

$$f_3 = 4800 \text{ b/s}$$

$$f_4 = 9600 \text{ b/s}$$

$$f_5 = 19200 \text{ b/s.}$$

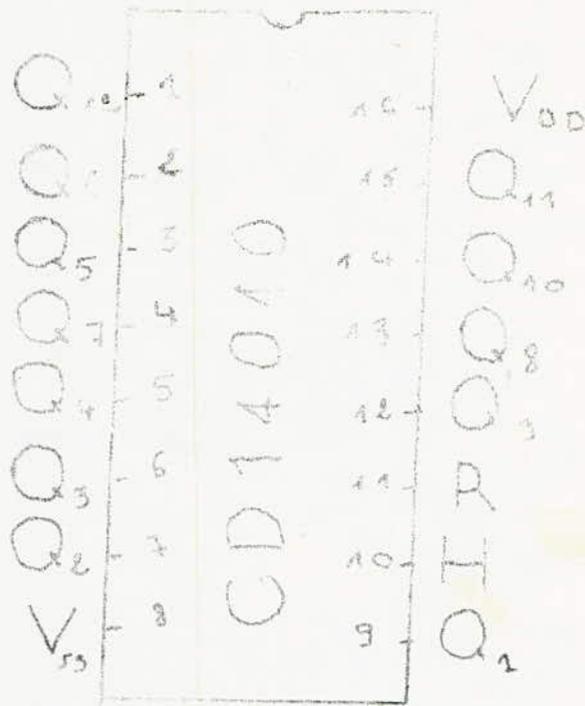


fig V.1.1

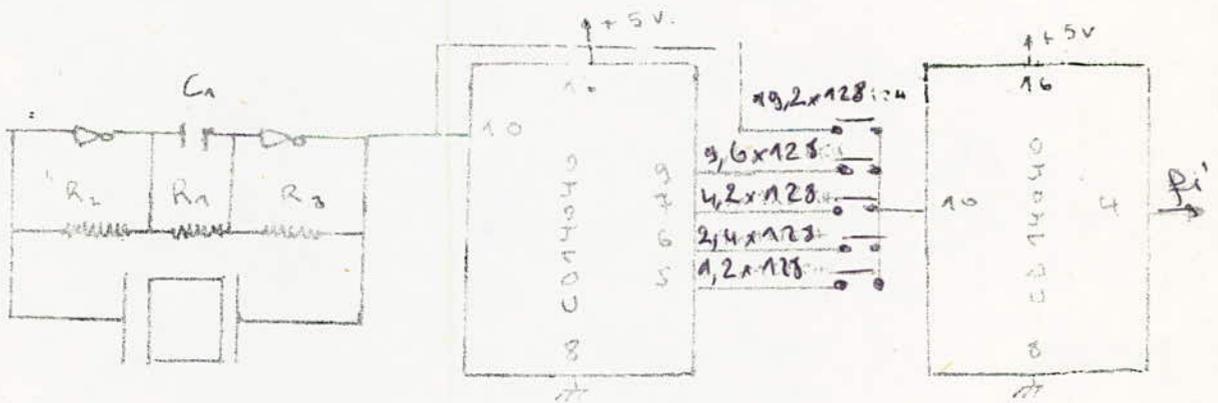


fig V.1.2.

V-2 BROUILLEUR

C'est dans un souci de donner le plus de clarté à ce projet qu'on a décidé d'étudier en même chapitre le brouilleur et le débrouilleur bien que l'un et l'autre se trouve dans deux étages différents, le brouilleur se trouve dans l'étage émission, et le débrouilleur s'insère dans l'étage réception.

Quelque soit la méthode employée pour extraire du signal reçu le rythme d'échantillonnage à la réception vu que l'horloge d'émission n'est pas transmise, elle nécessite la présence d'un nombre suffisant de transition dans le signal en band de base transmis.

Cette condition est remplie lorsque la suite des symboles à transmettre est aléatoire, et pour garantir la transparence du code dans les Modems synchrones et rapides, on fait appelle à la technique du brouillage qui permet de transmettre un signal quasi aléatoire.

Soit une suite d_n de données indépendantes, le brouilleur transforme la suite d_n en une suite x_n tel que

$$\Pr (x_n = 0) = \Pr (x_n = 1) = \frac{1}{2}.$$

Ce procédé s'apparente à certaines techniques de chiffrement utilisées pour assurer le secret des communications.

Le principe du brouillage est illustré par la fig. V 2-1 On utilise une séquence pseudo-aléatoire, générée par un registre à décalage de n étages comportant : une entrée, une sortie et une ou plusieurs prises intermédiaires, d'autant d'exclusif or, que de prises intermédiaires.

Si l'emplacement des prises intermédiaires est choisi convenablement, le circuit engendre (b) une séquence pseudo-aléatoire périodique de longueur $2^n - 1$, sachant que le registre à décalage est commandé par l'horloge associée au signal de données.

Les symboles successifs de la suite $(\dots d_n - 1, d_n, d_n + 1 \dots)$ à transmettre sont additionnées avec les éléments binaires successifs qui composent la suite pseudo-aléatoire pour constituer la suite brouillée $(\dots x_{n-1}, x_n, x_{n+1} \dots)$ conforme aux normes C.C.I.T.T. nous avons réalisé un brouilleur de période 511 bit \oplus en utilisant un circuit à décalage constitué par

$n = 9$ bascules D d'où une séquence pseudo-aléatoire de longueur

$$2^n - 1 = 2^9 - 1 = 512 - 1 = 511 \text{ bits.}$$

Le circuit à décalage existant sous la forme d'un circuit intégré le CD 14006 B associé à des exclusifs or, existant aussi sous la forme du circuit intégré le CD 14070 B comme suit : (voir fig 2.2)

la bascule positionnée à la cinquième place est associée à la bascule positionnée à la neuvième place par un exclusif Or, la sortie de ce premier exclusif est associée par un deuxième exclusif or, avec les données à émettre B (représentant la suite (d_{n-1}, d_n, d_{n+1})) la sortie de celui représentant les données brouillées $(\dots x_{n-1}, x_n, x_{n+1} \dots)$ sont acheminées vers l'émetteur et à la première bascule D pour le bouclage.

Des complications pratiques nous ont amené à améliorer notre brouilleur car celui-ci ne brouille pas les données $(\dots d_n - 1, d_n, d_n + 1 \dots)$ en donnant à la sortie T soit un état haut soit un état bas. Ceci est relatif aux **conditions** initiales, en effet :

Si le message de données (... d_{n-1} , d_n , d_{n+1} ...) est constituée par une longue suite de "0" et si toutes les bascules sont à l'état "0" on a

$$Q_5 \oplus Q_9 = 0 \oplus 0 = 0$$

$$\text{et } d_n \oplus 0 = 0 \quad \text{si } d_n = 0 \quad \forall n.$$

La valeur "0" revient à la bascule D_1 puis décalé vers la droite, la même opération se répète dans le temps et la sortie ne serait plus brouillée

$$x_n = 0 \quad \forall n \quad \text{si } d_n = 0.$$

Le même problème se produit si toutes les bascules se trouvent à l'instant initial à "1" et si toutes les données $d_n = 1 \quad \forall n$

Pour lever cet état on a recours à un compteur sous forme de circuit intégré le SN 74161 N qui permet en donnant une valeur "1" à la bascule D_1 si celle-ci se trouve avec toutes les autres bascules à l'état "0", et un "0" si les bascules D se trouvent à l'état "1", l'étude de ce compteur se fera dans le sous chapitre extraction de l'horloge.

Nous aboutissons à un brouilleur **performant** et n'ayant plus de faiblesses pouvant brouiller n'importe quelles données et quelque soit la valeur initiale des bascules D voir fig ; V-2-2

$$T = C \oplus B \quad (1) \quad \text{avec } C = A \oplus (T D^5 \oplus T D^9) \quad (2)$$

Remarque $T D^i$ représente la valeur T décalé de i position.

Donnons les premiers bits de la séquence brouillée relatif à un signal continu de valeur 0.

D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	D ₉	C	B données	T données brouillées.
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1
1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0

B : Données non brouillées

T : Données brouillées émises par l'émetteur.

L'opération inverse a lieu dans le récepteur, elle exige un générateur de séquence pseudo-aléatoire identique à celui utilisé au brouillage et synchrone à ce dernier.

Le principe de fonctionnement est analogue au précédent sauf que cette fois ce sont les données brouillées x_i qui sont introduites dans le registre à décalage les données $(\dots d_{n-1}, d_n, d_{n+1} \dots)$ sont reproduites fidèlement par le débrouilleur fig. V-3.

Conclusion : Le brouilleur permet de générer un signal quasi aléatoire ceci pour permettre d'augmenter au maximum les transitions afin d'extraire à la réception une horloge aussi fidèle que l'horloge d'émission, et en phase avec les données reçues.

Le débrouilleur permet à partir de la séquence brouillée quasi aléatoire de retrouver le signal d'origine qu'on voulait émettre.

Démonstration :

$$\text{On a } R = B' \oplus C'$$

avec $B' = T$ si on suppose que le signal reçu est le même que le signal émis

$$\text{On a alors } C' = A \oplus (B' D^5 \oplus B' D^9)$$

$$C' = A \oplus (T D^5 \oplus T D^9) \Rightarrow C = C' \text{ (voir ②)}$$

car $R = T \oplus C$ et grâce à ① on déduit

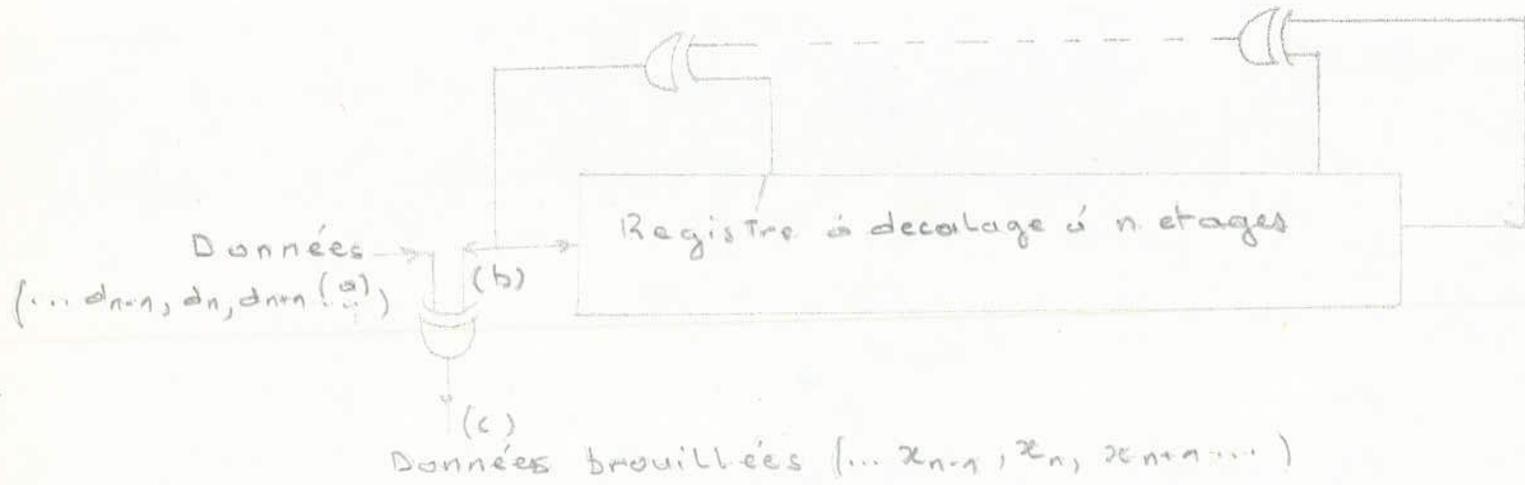
$$\text{que } R = (C \oplus B) \oplus C = (B \oplus C) \oplus C$$

$$R = B \oplus (C \oplus C) = B$$

R = B ce qu'il fallait démontrer.

Conclusion: Pour un signal continu de valeur "0" ou "1" les données acheminées vers l'émetteur sont des données quasi-aléatoire de période 511 b.

Pour un signal de données quelconque la périodicité des données brouillées est aussi quelconques mais pas de 511 b.



410

Fig. V, 2.1

BROUILLEUR SYNOPTIQUE

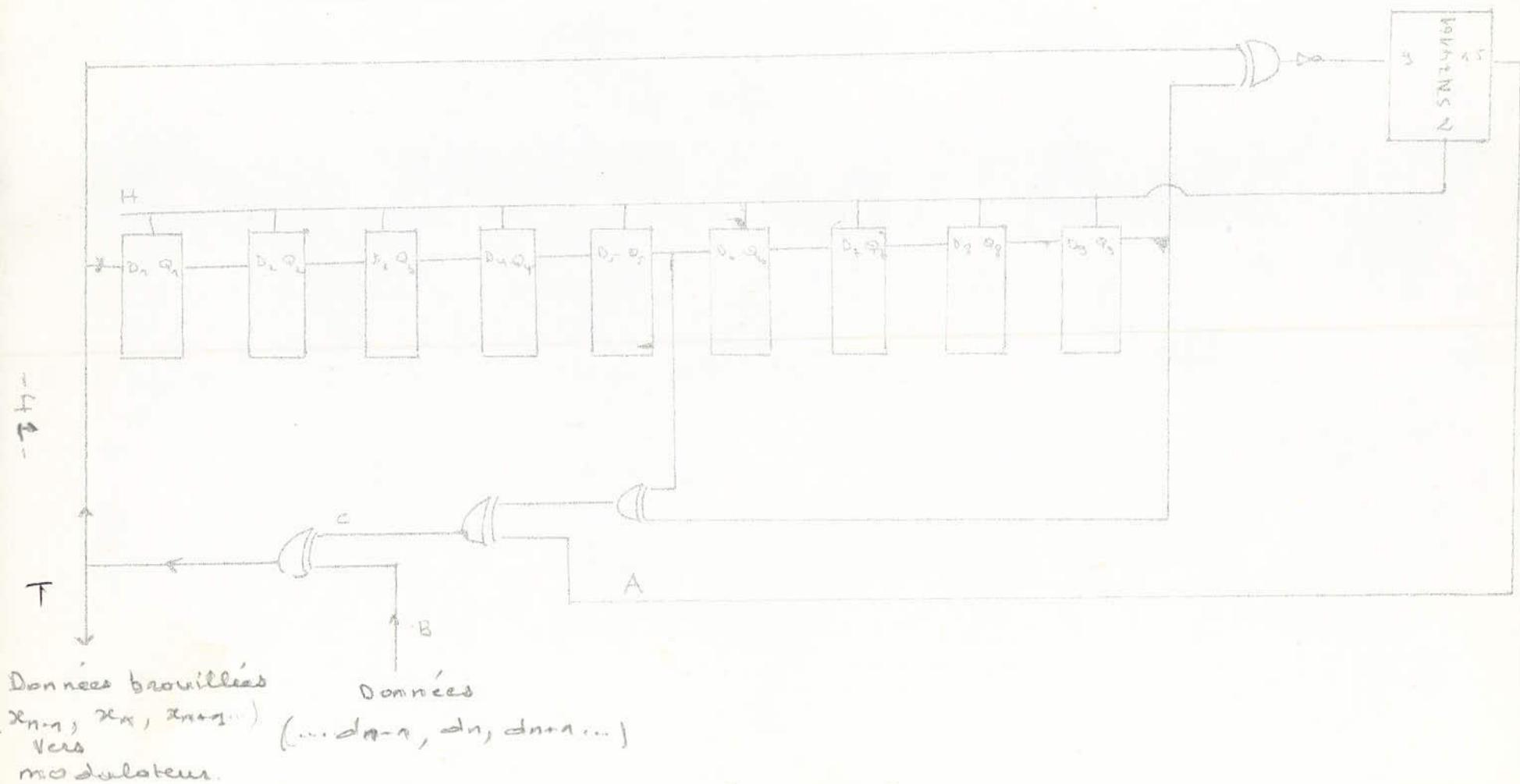


fig V.2.2

BROUILLEUR 511 bits con forme aux normes C.C.I.T.T

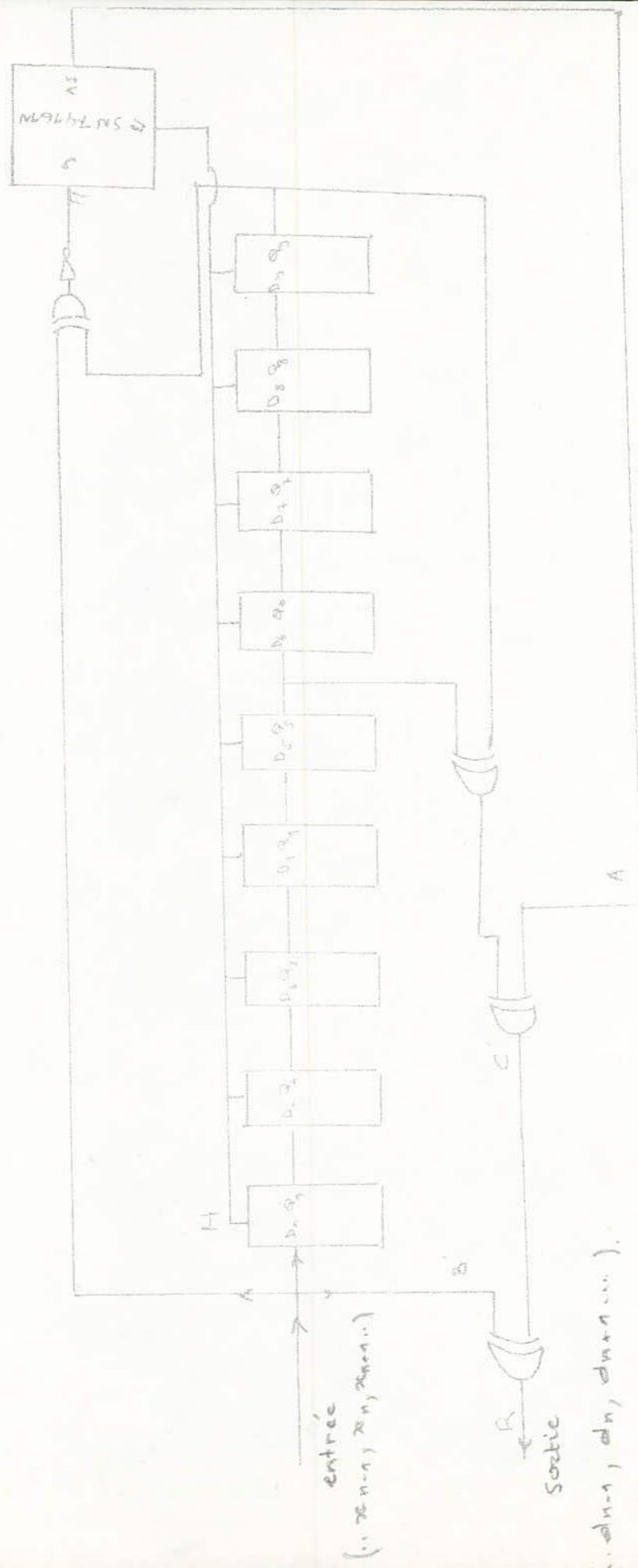


fig. V.3.

DEBROUILLEUR

V - 4 LE MODULATEUR

Les données binaires ayant été brouillées par le brouilleur sont acheminées vers le modulateur qui grâce à sa propriété d'émetteur différentiel permet une modulation NRZ.

L'information modulée émise sous forme de courant sur les lignes est démodulée à la réception, puis débrouillée pour retrouver sa forme initiale.

Le modulateur est composé essentiellement par un circuit intégré le SN 75110, qui grâce à un codage différentiel ressemblant à celui utilisé par l'amplificateur différentiel dont la pente en mode commun est nulle.

La sortie S est une fonction linéaire des deux entrées e_1 et e_2 .



$$S = S_d (e_1 - e_2) + S_c \frac{(e_1 + e_2)}{2}$$

Vu que $S_c = 0$

$$S = S_d (e_1 - e_2)$$

Si on pose $e_1 = A$ et $e_2 = B$

Le fonctionnement du démodulateur est illustré comme suit :

input		Inhibit input		output	
A	B	C	D	Y	Z
L	X	H	H	ON	OFF
H	H	H	H	OFF	ON

En connectant l'entrée ^B à + 5 V équivalent à 1 binaire.

La sortie Z à un niveau :
bas si A est à un niveau bas
haut si A est à un niveau haut.

Vu que l'émission se fait sur deux lignes, la première composante étant Z et la deuxième étant Y tel que $Y = \bar{Z}$ émet des niveaux inverses aux niveaux Z .

Les données brouillées sont connectées à l'entrée A, la sortie Z délivre ainsi des courants porteurs équivalent à :

$$Z = 12 \text{ mA} \quad \text{Si } A = 1$$

$$Z = - 12 \text{ mA} \quad \text{Si } A = 0$$

et Y délivre des signaux opposés, c'est-à-dire

$$Y = 12 \text{ mA} \quad \text{Si } A = 0$$

$$Y = - 12 \text{ mA} \quad \text{Si } A = 1$$

- Le brochage du SN 75110 et le circuit émetteur l'utilisant sont représentés fig. V-4.

Le SN 75110 possède des sorties Z et Y en collecteurs ouverts d'où la nécessité d'une polarisation par une instance $R_4 = 620 \Omega$ données par le constructeur une autre résistance $R_6 = 150 \Omega$ vient se connecter en parallèle et une autre $R_8 = 27$ en série (voir fig. V-4) donnant ainsi une impédance de sortie $R = R_4 // R_6 + R_8$

$$R = \frac{620 \times 150}{620 + 150} + 27 = 148. \Omega$$

réalisant une bonne adaptation vu que l'impédance de la ligne est de l'ordre de 150Ω .

Nous noterons que sur la deuxième ligne la même chose est réalisée.

Nous aboutissons ainsi à une émission sur deux lignes chacune d'elles véhiculant des informations en modulation NRZ parcourues par des informations opposées $+T_x$ et $-T_x$ (fig. V-4)

- des diodes D_1 et D_2 sont connectées sur l'entrée de la ligne avec une polarisation de $+12\text{ V}$ et -12 V réalisant ainsi une protection contre les éventuels surtensions mettant le circuit émetteur à l'abri de tout accident pouvant entraîner la défaillance du MODEM.

- Une - Une led est connectée à l'entrée A polarisée à $+5\text{ V}$ permet de détecter à l'oeil le bon fonctionnement du modulateur recevant des données brouillées.

Si à l'entrée du modulateur (Pin.1) se présente un "1" équivalent à 5 V la led se trouve bloquée et aucun éclairage n'apparaît.

Si on a à l'entrée A (pin 1) un "0" équivalent à 0 V la diode se trouve dans l'état passant et la led s'éclaire.

Quand des données brouillées se présentent à la pin 1 la led s'éclaire et s'éteint et ceci d'une manière **aléatoire**.

V - 4 LES CIRCUITS D'ADAPTATION DE RETARD

1) Circuit d'adaptation : Le système de traitement normalisé délivre des signaux logiques de niveaux variant entre (-12 V et $+12\text{ V}$) représentant les niveaux binaires (0 et 1) alors que notre brouilleur est alimenté par $+5\text{ V}$ par rapport à la masse.

Donc par mesure de **protection** le signal d'entrée doit avoir une tension maximum de + 5 V, d'où une nécessité d'une adaptation des signaux logiques provenant du système de traitement vers le MODEM, et inversement.

Cette adaptation consiste alors à atténuer les signaux sortant du système de traitement et amplifier les signaux provenant du MODEM.

D'autre part les impédances des différentes broches de la jonction avis **V24** doivent avoir **des** impédances d'entrées de 1500 Ω et de sorties de 3900 Ω .

Le circuit logique MC 1489 (voir **fig. V-5**) répond à ces conditions comme circuit d'entrée du MODEM assurant l'adaptation d'impédance entre le système de traitement et le MODEM, et de plus convertit les signaux logiques de (+ 12 V, - 12 V) en (+ 5 V et 0V).

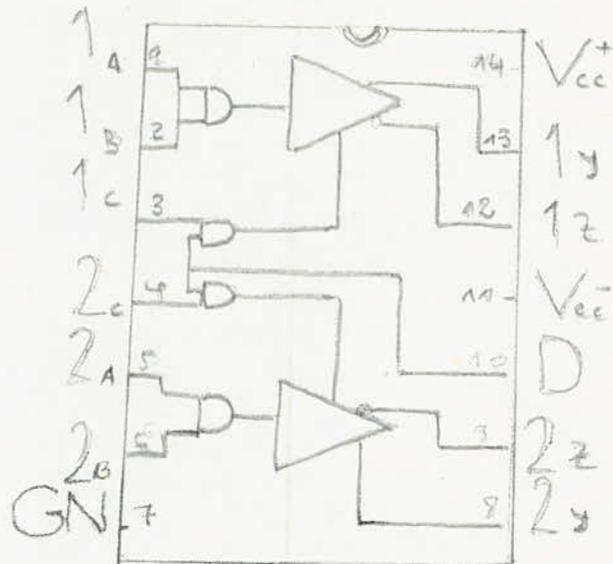
Le circuit logique MC 1488 (voir **fig. V-5**) fait la conversion (+ 5 V, 0V) \hat{a} (+ 12 V, - 12 V), on l'utilise comme circuit de sortie du MODEM.

Le circuit de retard : conformément aux recommandations du C.C.I.T.T. en présence du signal "~~DEMANDE~~ POUR EMETTRE" le Modem ne doit répondre par "PRET A EMETTRE" qu'après un certain retard ($C = 400$ ms) qu'on réalise à l'aide d'un circuit logique composé du circuit intégré le SN 74123 composé du circuit intégré (voir **fig. V-5**)

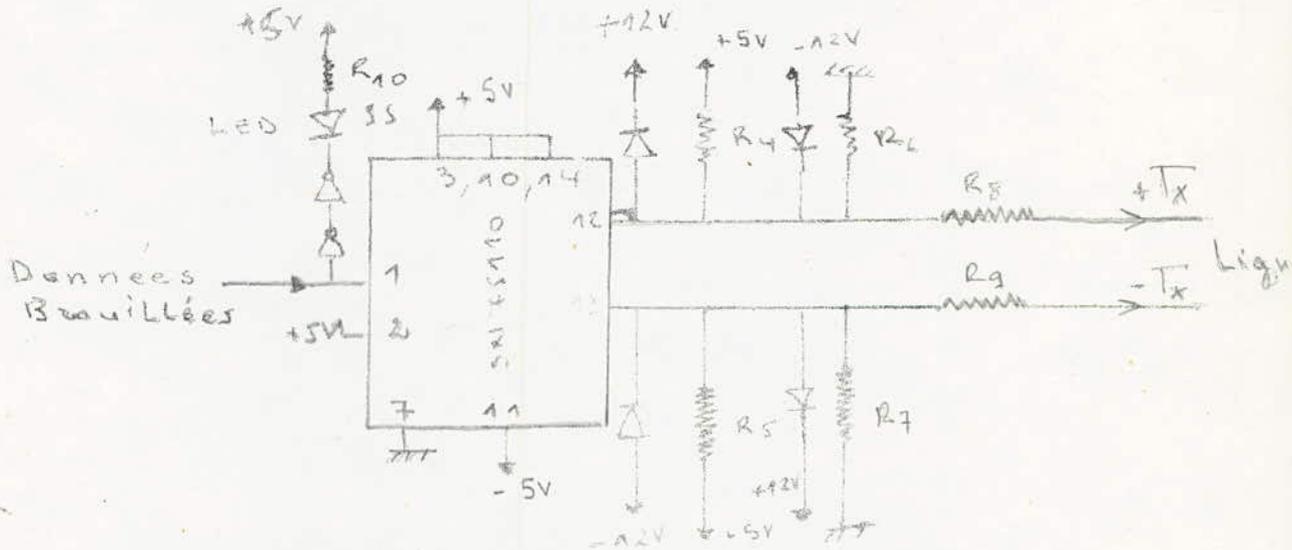
- Fonctionnement : lorsque une tension - 12 V existe sur la pin 4 de l'avis V24 (demande pour émettre).

Celle-ci est à l'état zéro, la sortie du MC 1489 et à l'état zéro de même que l'entrée et la sortie du monostable SN 74123.

Lorsque une tension (+ 12 V) apparaît sur la Pin 4 la sortie du MC 1489 est à l'état un, et la sortie du monostable prend la valeur 1 qu'après un retard de $\theta = 400$ ns la sortie de ~~la~~ monostable est connectée à la pin 3 du modulateur, son état haut permet le fonctionnement de l'étage émetteur voir fig 5-1.



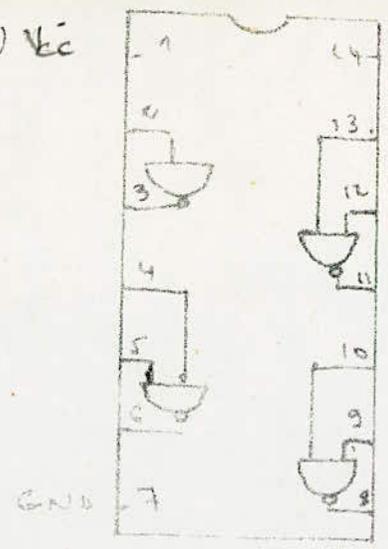
SN 75110



circuit emetteur

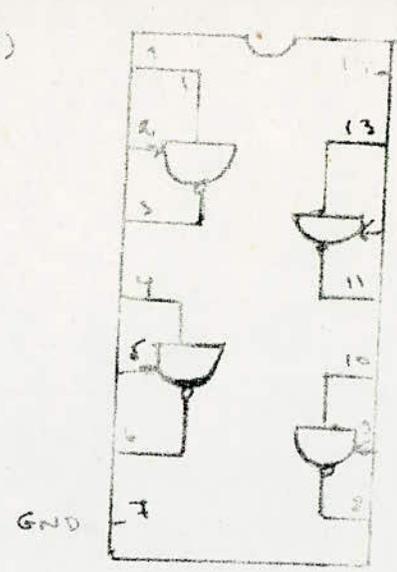
Fig. I. 14.

(-12V) V_{cc}



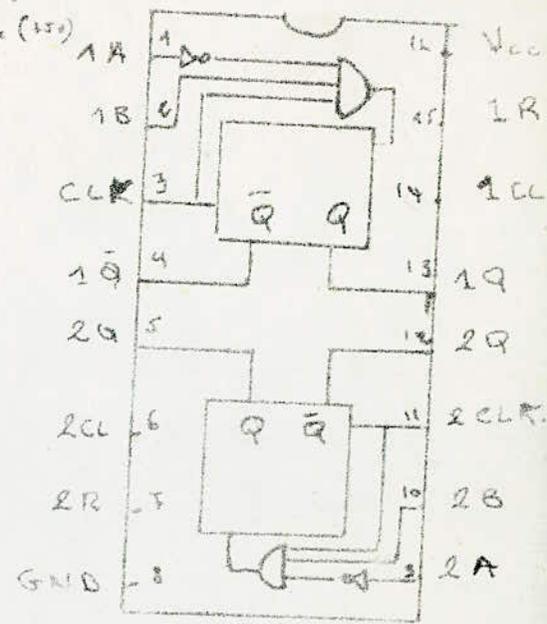
MC1488

V_{cc} (+12V)



MC1489

V_{cc} (+5V)



SN74123

Fig V.5.

Demande pour emettre

Sortie du SN74123

Prêt pour emettre

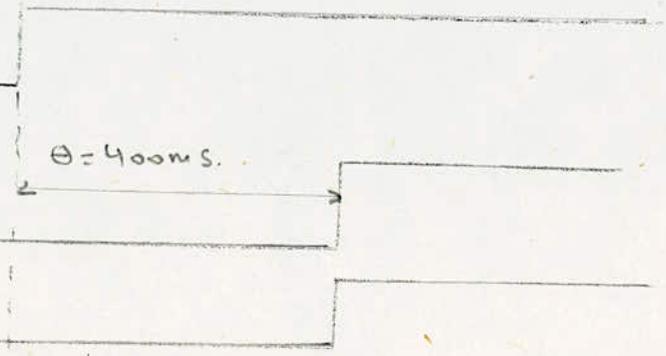


Fig V.5.a

53

49

ETAGE RECEPTION

VI - 1 DEMODULATEUR

Les données en série sur les deux fils représentant les informations + Tx et - Tx sont introduites aux deux entrées + Ix et - Ix du démodulateur intégré le SN 75 108 voir fig. VI-1, son fonctionnement est basé sur la tension différentielle se trouvant à l'entrée (1A, 1B).

- Si + Ix est connectée à 1A pin 1
- Ix est connectée à 1B pin 2

La sortie démodulée Y (Pin 4) est donnée en fonction de la différence de tension apparaissant aux entrées 1A et 1B comme suit :

Différentiale Input $V_d = V_a - V_b$	Strabe		Output Y
	G	S	
$V_d > 25 \text{ mV}$	H	H	H
$- 25 \text{ mV} \leq V_d \leq 25 \text{ mV}$	H	H	Indéterminée
$V_d \leq - 25 \text{ mV}$	H	H	L

Interprétation :

Les impédances d'entrées du démodulateur sont égales et très élevées, soit Z cette impédance.

Si $I_x = 12 \text{ mA}$ à l'entrée 1 A

- $I_x = - 12 \text{ mA}$ à l'entrée 1 B.

On a $V_d = V_{1A} - V_{1B} = Z I_x - Z (-I_x) = 2 Z I_x >> 0$ équivalent à un "1" reçu.

Si $I_x = - 12 \text{ mA}$ entrée 1 A

- $I_x = + 12 \text{ mA}$ entrée 1 B.

$$V_d = V_{1A} - V_{1B} = -Z I_x - Z I_x = -2 Z I_x \leq 0 \text{ équivalent}$$

à un "0" reçu.

S_i on suppose le cas idéal d'une réception sans affaiblissement.

- On remarque bien que la sortie Y suit l'entrée 1A et grâce à la deuxième entrée 1B la réception est deux fois bien meilleure que la réception utilisant une transmission sur un fil, qui non seulement est de mauvaise qualité mais en plus fait intervenir une autre faiblesse vu qu'elle ne dispose pas d'une référence de comparaison.

- Ce mode de réception permet une certaine huminité contre le bruit car celui-ci apparaissant sur les deux lignes voit sa perturbation diminuer grâce à la différence de tension établit par le démodulateur, en effet, supposant qu'un bruit ϵ sous forme de tension apparaît aux entrées 1A et 1B on a

$$V_A = Z I_x + \epsilon$$

$$V_B = Z (-I_x) + \epsilon$$

$$V_d = V_{1A} - V_{1B} = Z I_x + Z I_x + \epsilon - \epsilon$$

$V_d = 2 Z I_x$ qui représente le critère de démodulation ne contenant plus de bruit

Cette supposition n'est justifiée que si le bruit apparaissant sur les deux fils est exactement le même, ce qui n'est malheureusement pas toujours le cas.

- La transmission à distance fait diminuer le courant porteur d'information d'une manière beaucoup plus grande que la distance séparant les deux modems est grande. Cet affaiblissement du courant n'est pas uniquement fonction de la distance, mais aussi de la fréquence utilisée.

Des mesures sur le modem réalisé ont donné les résultats suivants pour une distance de 1 Km, l'affaiblissement est de :

- 1,7 db pour $f = 19200$ b/s
- 0,6 db pour $f = 9600$ b/s
- 0,4 db pour $f = 2400$ b/s
- 0,3 db pour $f = 2400$ b/s
- 0,2 db pour $f = 9200$ b/s.

Ces différents résultats sont conformes à la Théorie vu que les facteurs d'affaiblissement $\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ est fonction de la racine carrée de la fréquence .

Si l'affaiblissement est assez important de l'ordre de 16 db le démodulateur perd sa fonction de démodulateur en effet , à l'émission le signal admet une tension de 1 V et qu'à la réception l'indétermination est fixée pour $V_d = 25$ nV.

Ce qui implique qu'une amplification du signal est alors nécessaire si on veut augmenter la portée de transmission quand l'affaiblissement est $A_{db} = 20 \log \frac{1}{25 \cdot 10^{-3}} = 16$ db.

En vérité il faut faire intervenir l'amplification quand l'affaiblissement est égal à 10 db pour une bonne restitution de l'information.

- L'adaptation d'impédance se fait par la mise en parallèle à l'impédance d'entrée de valeur très élevée une résistance $R_{11} = 150 \Omega$ et un potentiomètre pour un réglage fin de l'adaptation du démodulateur avec les lignes dont l'impédance caractéristique $Z_0 = 150 \Omega$ voir fig. VI-1.

- La protection du démodulateur contre les surtensions et la led vérifiant le bon fonctionnement de celui-ci sont les mêmes que ceux utilisés pour le modulateur voir fig. VI-1.

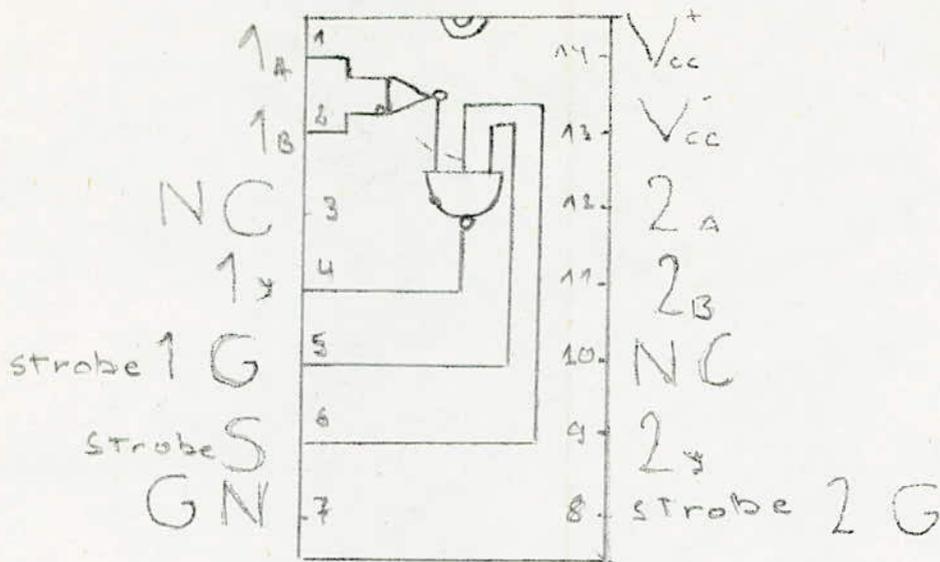


schéma du SN 75 108.

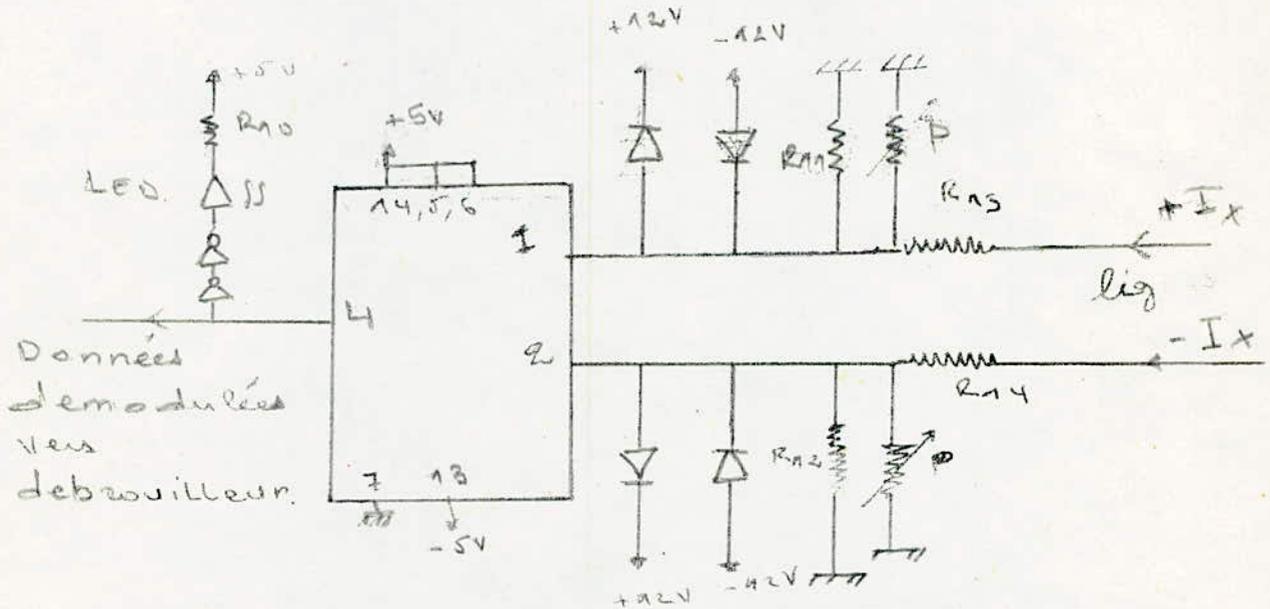


fig VI. 1 schéma du circuit récepteur.

VI-2 - EXTRACTION DE L(HORLOGE

VI-2-1 METHODES

Les méthodes d'extraction de l'horloge à la réception sont de deux types

- a) Le signal d'horloge est émis additionné à un signal sinusoïdale à l'émission, et qu'il est facilement reproduit à la réception avec un maximum de réglage de phase.

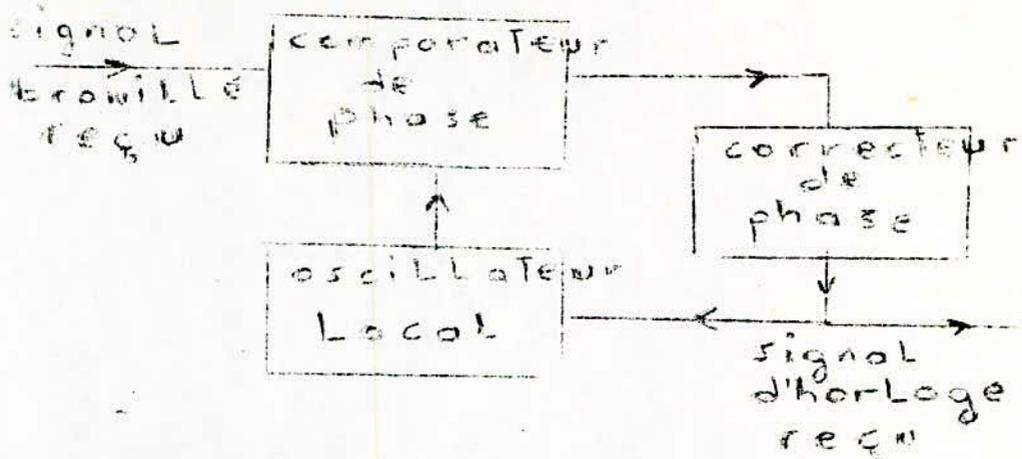
Cette méthode d'extraction du signal d'horloge est très aisée mais elle présente un inconvénient certain représenté par une consommation d'énergie utilisée à l'émission pour émettre ce signal d'horloge ne contenant aucune information.

- b) Le signal d'horloge n'est pas émis, il doit être alors estimé à la réception à partir du signal reçu.

Cette méthode consiste à asservir en phase un oscillateur local avec le signal reçu en se basant sur les instants où se produisent les transitions, cela suppose que le nombre des transitions dans le signal reçu est en nombre suffisamment grand, cette condition nécessaire est réalisée à l'émission par le brouilleur 511 bits conforme aux normes C.C.I.T.T..

L'asservissement en phase est alors d'autant plus meilleur que le nombre de transitions dans le signal reçu est grand.

Le schéma synoptique d'un tel procédé est représenté comme suit :



VI-2-2 COMPAREUR DE PHASE

Nous ferons un raisonnement par l'absurde en supposant que l'horloge locale n'est pas synchrone avec les données, puis grâce à la différence de phase entre les données et l'horloge locale nous présenterons un circuit de correction de phase capable de corriger d'une manière très convenable cette différence de phase.

Cette différence de phase est détectée par une bascule D grâce à la mise à l'entrée d'un exclusif or l'entrée et la sortie de cette bascule D voir fig. VI-2-3 on remarque que :

- Si l'horloge et données sont en phase : nous aboutirons à une détection nulle c'est-à-dire que la sortie du exclusif or ne présente pas d'impulsions comme le montre la fig. VI-2-2

- Si l'horloge et données ne sont pas en phase : nous aboutirons à une détection effective c'est-à-dire que la sortie du exclusif or présente une impulsion chaque fois que le déphasage n'est pas nul voir fig. VI-2-2 nous rappellerons que l'exclusif or a les propriétés suivantes :

$$0 \oplus 0 = 0$$

$$1 \oplus 0 = 1$$

$$0 \oplus 1 = 1$$

$$1 \oplus 1 = 0$$

Le déphasage dans le cas où il est nul ne donne lieu à aucune correction, mais s'il existe nous allons montrer comment cette correction représentée par des impulsions à la sortie du exclusif or va agir pour éliminer ce déphasage.

VI-2-3 CORRECTEUR DE PHASE

La correction de phase est réalisée par un circuit dont la pièce maitresse est représentée par un compteur programmable le SN 74161 N représenté par la fig. VI-2-3 .

La comptage des impulsions délivrées par l'oscillateur local de fréquence 2, 457 600 MHz est fonction de plusieurs paramètres.

- Le comptage des impulsions se fait si :

ENABLE P = 1 Pin 7 du SN 74 161 N

ENABLE T = 1 Pin 10 du SN 74 161 N.

Ce circuit compte les **impulsions** jusqu'à 16 puis se remet à zéro automatiquement alors que la Pin 15 représentant la retenue (CARRY) se met à 1.

La programmation du comptage se fait grâce à la fonction de pouvoir charger (LOAD) les entrées A_1, B_1, C_1, D_1 représentant respectivement les poids $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$ aux sorties $Q_{A1}, Q_{B1}, Q_{C1}, Q_{D1}$ on étudiera deux exemples pour comprendre le fonctionnement

- LOAD = 1 (pas de chargement)

Nous avons alors le comptage démarrant de 0 et s'incrémentant de 1 à chaque top de l'oscillateur local de la manière suivante

Q_{D1}	Q_{C1}	Q_{B1}	Q_{A1}	CARRY
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0
0	0	0	0	1

- - LOAD = 0 (chargement)

Dans ce cas la demande de chargement des entrées A, B, C, D aux sorties Q_A , Q_B , Q_C , Q_D est réalisée, nous supposons que

$$A = 0, \quad B = 1, \quad C = 0, \quad D = 1$$

alors dans ce cas le compte se fait de 1 0 1 0 représentant le chiffre 10 en binaire jusqu'à 16 comme suit :

Q_D1	Q_C1	Q_B1	Q_A1	CARRY ₁
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0
0	0	0	0	1

* Si la fonction de compteur est utilisée comme diviseur de fréquence comme c'est le cas dans notre circuit de récupération de l'horloge à partir des données reçues, et de plus la fonction LOAD est reliée à la Pin 15 représentant le CARRY, on a une représentation du circuit de récupération de l'horloge par la fig. VI-2-4 son chronogramme associé est illustré fig. VI-2-5.

Nous avons pris trois sortes de données représentées par trois impulsions pour illustrer les trois cas possibles

- la première donnée est synchrone avec l'horloge H
- la deuxième donnée n'est pas synchrone avec l'horloge H et d'une longueur $L = nH + \xi$ avec $\xi < 0,5 H$
- la troisième donnée n'est pas synchrone avec l'horloge H et d'une longueur $L = nH + \xi$ avec $\xi > 0,5 H$.

Le chronogramme 1 représente l'horloge H

Le chronogramme 2 représente l'horloge inversée H

Le chronogramme 3 représente les données reçues à la réception D_1, D_2

Le chronogramme 4 représente la sortie Q_2 de la première bascule D travaillant avec l'horloge H

Le chronogramme 5 représente la sortie Q_1 de la deuxième bascule D travaillant avec l'horloge inverse \bar{H}

Le chronogramme 6 représente la sortie de l'exclusif or $D_2 \oplus Q_2$

Le chronogramme 7 représente la sortie de l'exclusif Or $D_1 \oplus Q_1$

Le chronogramme 8 représente la contre réaction la Pin 15 du troisième compteur

Le chronogramme 9 représente l'entrée A_1 du premier compteur

Le chronogramme 10 représente l'entrée D_1 du premier compteur

Le chronogramme 11 représente l'entrée B_1 et C_1 du premier compteur.

Les résultats sont alors extraits de la Pin 15 (CARRY) du premier compteur (D_1) représentant la correction de phase. De cette démonstration voir fig. VI-2-4 et VI-2-5 il s'ensuit que :

- Si l'horloge et les données reçues sont en phase, on a une division de fréquence de l'oscillateur de valeur $f = 2,4576$ MHz par 8, ceci implique que la sortie Pin 15 (CARRY) du premier compteur à une fréquence $F_1 = \frac{f}{8}$

- Si l'horloge et les données reçues ne sont pas en phase et que le déphasage est inférieur à $0,5 H$ tel que les données ont une longueur $L = n H + \xi$ avec $\xi < 0,5 H$ la correction de l'horloge résulte à une augmentation de la période de l'horloge, c'est-à-dire à une diminution de la fréquence par rapport à $f_1 = \frac{f}{8}$ tel que $L = n H'$, la période de H' supérieure à la période de H , ce qui explique l'apparition sur la Pin 15 d'une fréquence $f_1 = \frac{f}{9}$ (voir fig. VI-2-5).

- Si l'horloge et données reçues ne sont pas en phase et que le déphasage est supérieur à $0,5 H$ tel que $L = n H + \xi$ avec $\xi > 0,5 H$, il en résulte une diminution de la période rendant la longueur $L = (n + 1) H'$ avec $H' < H$ c'est-à-dire une augmentation de la fréquence, ce qui explique l'apparition sur la Pin 15 une fréquence $f_1 = \frac{f}{7}$.

Conclusion :

Le premier compteur ^{Sert} à rattraper l'avance ou le retard des données par rapport à l'horloge, en augmentant ou en diminuant la période de celle-ci.

Si on suppose qu'il y a autant de déphasage ($\epsilon > 0,5 H$) =
($\epsilon < 0,5 H$) la fréquence moyenne a pour valeur moyenne $f_1 = \frac{f/7 + f/8 + f/9}{3} = f/8$

* Rôle du deuxième compteur c'est à lui qu'incombe la programmation de la vitesse en agissant sur les entrées A_2, B_2, C_2, D_2 en sachant que la fonction LOAD permet le chargement des entrées à chaque fois qu'un carry apparaît à la Pin 15 du deuxième compteur, de ce fait ce compteur sert à diviser la fréquence f_1 engendrée par le premier compteur par 1, 2, 4, 8, 16 suivant la programmation de A_2, B_2, C_2, D_2 , en plus d'une division par deux vu que la Pin 10 ENABLET = 1 a cet état que sur une demi période de la fréquence f_1 .

Si $A_2 = 0, B_2 = 0, C_2 = 0, D_2 = 0$

$$O_n \text{ a } f_2 = \frac{f_1}{2 \times \frac{16}{2}} = \frac{f_1}{2 \times 16} = \frac{f}{8 \times 2 \times 16} = \frac{245760 \text{ Hz}}{256} = 9600 \text{ Hz.}$$

Si $A_2 = 1, B_2 = 0, C_2 = 0, D_2 = 0$

$$O_n \text{ a } f_2 = \frac{f_1}{2 \times \frac{16}{2}} = \frac{f_1}{2 \times 8} = \frac{f}{8 \times 2 \times 8} = \frac{245760 \text{ Hz}}{128} = 19200 \text{ Hz.}$$

Si $A_2 = 1, B_2 = 1, C_2 = 0, D_2 = 0$

$$O_n \text{ a } f_2 = \frac{f_1}{2 \times \frac{16}{2}} = \frac{f_1}{2 \times 4} = \frac{f}{8 \times 2 \times 4} = \frac{245760 \text{ Hz}}{64} = 38\ 400 \text{ Hz.}$$

Si $A_2 = 1, B_2 = 1, C_2 = 1, D_2 = 0$.

$$O_n \text{ a } f_2 = \frac{f_1}{2 \times \frac{16}{2}} = \frac{f_1}{2 \times 2} = \frac{f}{8 \times 2 \times 2} = \frac{245760 \text{ Hz}}{32} = 76\ 800 \text{ Hz.}$$

Si $A_2 = 1, B_2 = 1, C_2 = 1, D_2 = 1$

$$O_n \text{ a } f_2 = \frac{f_1}{2 \times \frac{16}{2}} = \frac{f_1}{2 \times 1} = \frac{f}{8 \times 2} = \frac{245760 \text{ Hz}}{16} = 153\ 600 \text{ Hz.}$$

* Rôle du troisième compteur : celui-ci du même type que les deux premiers est nécessaire pour pouvoir grâce à une division par 8 engendrer des fréquences égales à celles utilisées à l'émission. en connectant les entrées A_3, B_3, C_3 à + 5 V.

$$\text{C'est-à-dire } A_3 = 1$$

$$B_3 = 1$$

$$C_3 = 1$$

et D_3 à la masse c'est-à-dire $D_3 = 0$

$$\text{La division par 8 donne alors } f_3 = \frac{f_2}{8}$$

ce qui permet de restituer l'horloge émise en fonction de

$$A_2, B_2, C_2, D_2$$

$$\text{Si } A_2 = B_2 = C_2 = D_2 = 0$$

$$\text{On a } f_3 = \frac{f_2}{8} = \frac{9600}{8} = 1200 \text{ Hz}$$

$$\text{Si } A_2 = 1, B_2 = C_2 = D_2 = 0.$$

$$f_3 = \frac{f_2}{8} = \frac{19200}{8} = 2400 \text{ Hz}$$

$$\text{Si } A_2 = B_2 = 1, C_2 = D_2 = 0$$

$$f_3 = \frac{f_2}{8} = \frac{38400}{8} = 4600 \text{ Hz}$$

$$\text{Si } A_2 = B_2 = C_2 = 1, D_2 = 0$$

$$f_3 = \frac{f_2}{8} = \frac{76800}{8} = 9600 \text{ Hz}$$

$$\text{Si } A_2 = B_2 = C_2 = D_2 = 1$$

$$f_3 = \frac{f_2}{8} = \frac{153600}{8} = 19200 \text{ Hz}$$

Conclusion :

Toutes ces horloges sont d'une part égales à celles utilisées à l'émission et en plus sont en phase avec les données reçues.

On a donc pu restituer toutes les horloges en phase avec les données reçues ceci sans l'émettre d'où un gain en puissance non négligeable à l'émission.



Horloge.



E: entrée de la bascule D.



S: sortie de la bascule D.



$E \oplus S$.

détection nulle
E et S en phase
avec H.



Horloge



E: entrée de la bascule D.
déphasée avec H.



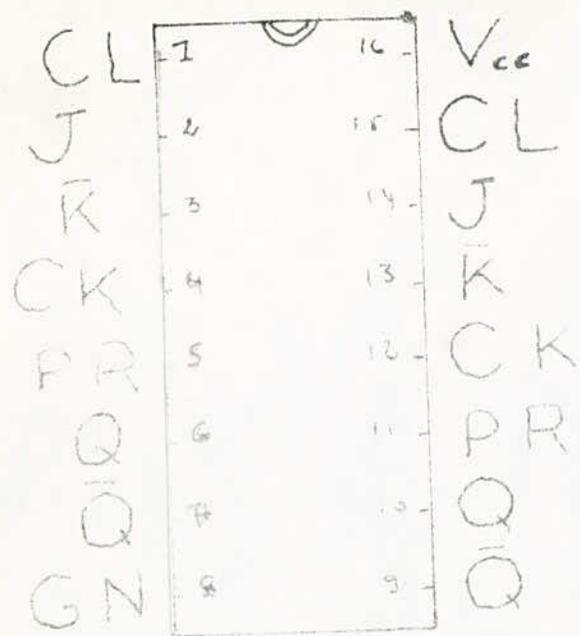
S: sortie de la bascule D.



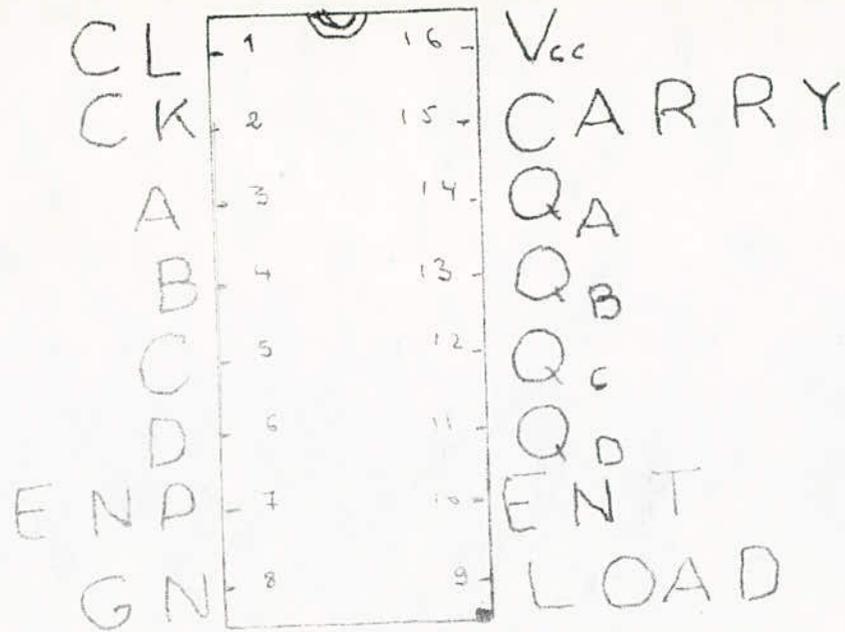
$E \oplus S$.

détection d'impulsions
chaque fois qu'il y
a déphasage.

fig. VI, 2.2. DETECTION DE DEPHASAGE.



SN 74109

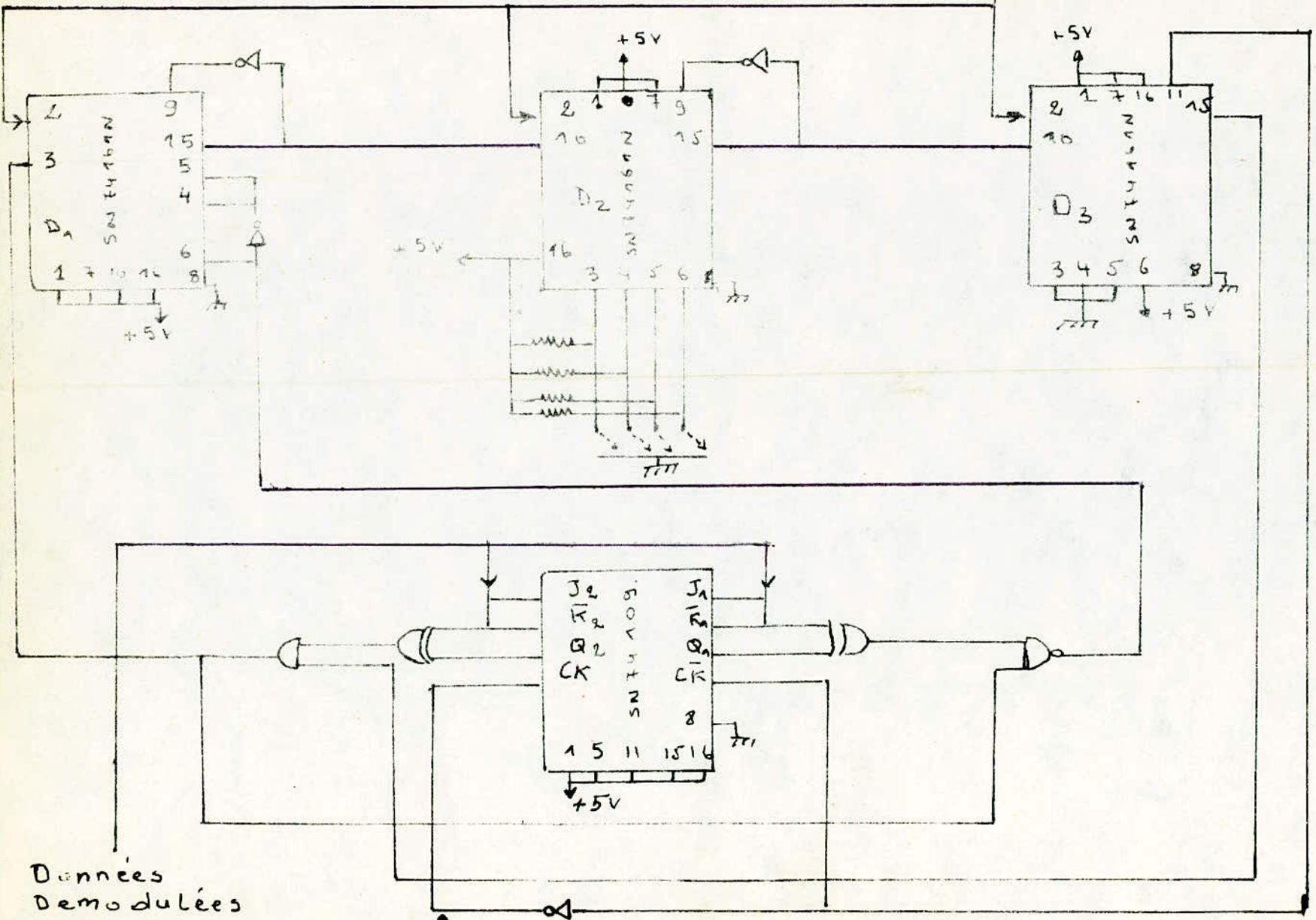


SN 74161N

fig VI. 2. 3.

- 65 -

Master Oscillator.
 $f = 2,4576 \text{ MHz}$



Données
 Demodulées

Horloge f_i

fig VI.2.4

VI-3 DETECTION DE LA PORTEUSE

En absence d'un signal sur les lignes représentant le cas où il n'y a aucune transmission, le Modem doit délivrer un état bas au terminal et non pas d'éventuels signaux qui ne seraient que le bruit démodulé quand celui-ci est assez élevé.

Ceci est réalisé grâce à un circuit de détection de la porteuse qui génère un échelon équivalent de "1" connecté au preset d'une bascule D, alors que les données reçues sont connectées à l'entrée de cette même bascule.

- En absence d'informations le "1" généré par le circuit de détection de la porteuse met la sortie de la bascule D à "0" et le terminal ne collecte aucun signal

- En présence d'informations le "0" généré par le circuit de détection de la porteuse laisse passer les informations vers le terminal vu que le preset de la bascule D est à "0".

VI-4 ETABLISSEMENT D'UNE LIAISON

Dans ce qui suit nous allons décrire le cycle d'opération qui précède l'établissement d'une communication et le cycle d'opération qui suit la fin de cette communication compte tenu des recommandations des Avis V.24 du C.C.I.T.T.

Etat Repos to

émetteur :

- la Pin 4 (demande pour émettre) reçoit une polarité négative (-12V)

- la Pin 5 (prêt pour émettre) est au repos et applique au terminal une polarité négative (- 12 V)
- l'émetteur est alors bloqué et n'envoie aucun signal sur les lignes
- la Pin 3 (émission de données) est au repos et reçoit du terminal une polarité négative (-12 V).

Récepteur :

- la Pin 8 (détection porteuse) est au repos, et envoie au terminal une polarité négative (- 12 V) et de plus maintient la pin 3 (réception des données) au repos.

Etat t_1 : Etablissement de la liaison

- la pin 4 (demande pour émettre) reçoit une polarité positive (+ 12 V)
- la Pin 3 (réception de données) continue de recevoir une polarité négative (-12 V)
- la Pin 5 (prêt pour émettre) reste au repos, polarité négative (- 12 V) et dès qu'un signal apparaît le début de la synchronisation de la base de temps réception commence.

Etat t_2

- la synchronisation de la base de temps du récepteur est terminée
- le circuit de détection de porteuse Pin 8 passe en position travaille et débloque la Pin 3 (données reçues)

Etat t_3

- la Pin 5 (prêt pour émettre) fournit une tension positive (+ 12 V) au terminal
- l'équipement terminal envoie des données sur la Pin 2 (données émises), la transmission s'effectue normalement entre l'émetteur et le récepteur qui retransmet les données reçues au terminal.

Etat t_4 fin de la transmission

- la Pin 4 (demande pour émettre) passe en position repos polarité négative (-12 V)
- la Pin 3 (données émises) cesse d'émettre des données et passe en position repos (-12 V)
- la Pin 5 (prêt pour émettre) passe en position repos
- l'émetteur se bloque et cesse d'envoyer des données.

Dès que le recepateur cesse de recevoir un signal, la pin 3 (réception de données) passe en position repos.

CONCLUSION :

Les performances du MODEM réalisé sont satisfaisantes vu la simplicité de conception de réalisation de celui-ci.

Les résultats escomptés ont été atteint et sont représentés comme suit.

Vitesse de transmission (b/s)	Porté (Km)
1 200	45
2 400	35
4 800	20
9 600	10
19 200	5

Ces résultats confirment la couverture d'une faible distance et la haute vitesse de transmission, justifiant ainsi l'utilisation très avantageuse du MODEM à band de base dans les centres urbains.

L'incorporation des circuits intégrés dans la réalisation de ce MODEM lui confèrent une bonne stabilité en température et un rapport qualité prix assez bon.

C'est devant l'expansion des MODEMS qui deviennent un instrument indispensable dans toute infrastructure informatique que le C.N.I (Commissariat National à l'Informatique) espère lancer une véritable **industrie** dans leur fabrication, tout en espérant que mon concours à cette opération a été apprécié.

LISTE DES COMPOSANTS UTILISES

$$R_1 = 150 \Omega$$

$$R_2 = R_3 = 1 \text{ K} \Omega$$

$$R_4 = R_5 = 620 \Omega$$

$$R_6 = R_7 = 150 \Omega$$

$$R_8 = R_9 = 27 \Omega$$

$$R_{11} = R_{12} = 150 \Omega$$

$$R_{13} = R_{14} = 27 \Omega$$

$$R_{15} = R_{16} = R_{17} = R_{18} = 2,2 \text{ K} \Omega$$

$$R_{19} = 27 \text{ K} \Omega$$

$$R_{20} = 100 \text{ K} \Omega$$

$$R_{21} = R_{22} = 4,7 \text{ K} \Omega$$

$$R_{23} = 100 \text{ K} \Omega$$

$$R_{24} = 4,7 \text{ K} \Omega$$

$$R_{25} = 510 \Omega$$

$$R_{26} = 10 \text{ K} \Omega$$

$$R_{27} = 10 \text{ K} \Omega$$

$$R_{29} = R_{30} = 150 \Omega$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = 1 \mu\text{F}$$

$$U_1 = \text{CD14040}$$

$$U_2 = \text{CD14006}$$

$$U_3 = \text{SN74161 N}$$

$$U_4 = \text{SN75110}$$

$$U_5 = \text{SN75108}$$

$$U_6 = \text{SN74109}$$

$$U_7 = \text{CD14013}$$

$$U_8 = \text{TLO}$$

$$U_9 = \text{SN74123}$$

$$U_{10} = \text{MC 1488} - U_{11} = \text{MC 1489}$$

BIBLIOGRAPHIE

TELEINFORMATIQUE

C. MACCHI

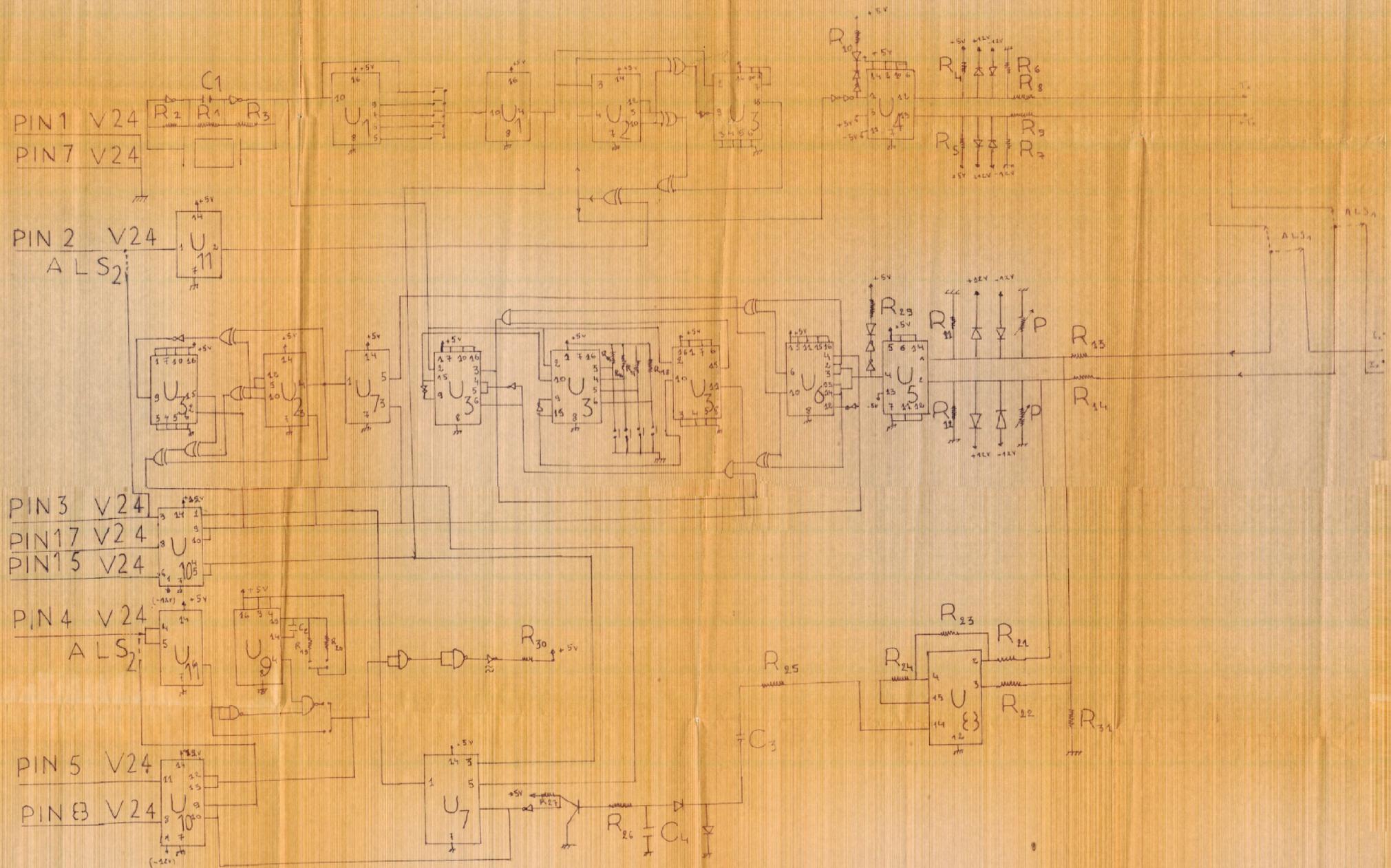
TELECOMMUNICATION EN LIGNE

FARGEOTTE

DOCUMENTATION INTERNE LABORATOIRE TELETRAITEMENT

ENCYCLOPEDIE TELECOMMUNICATION. .





TITRE	CONCEPTION ET REALISATION D'UN MODEM A BANDEDE BASE
NOM	LOUNIS ABDEL NASSER