

27/83

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

1er

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE



## PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET :

CONCEPTION ET REALISATION  
D'UNE CARTE RECEPTION  
D'UN MODEM 2400 bits/S

PROPOSE PAR :

Mr : LAHLOU M.  
(Chef du Dép. Telet. CNI)

Mr : BOUADJNAK B.  
Ingénieur C.N.I.

REALISE PAR :

Mr : GUERMOUZ L.

II) EDICACES /

- A mes parents.
- A mes frères et soeurs.
- A tous mes amis.

-----

*R* EMERCIEMENTS /

Je remercie Monsieur M. LAHLOU, pour m'avoir accepté dans son département, et Monsieur B. BOUADJENAK pour son aide précieuse.

Je remercie également tous les T.S du Laboratoire Télétraitement.

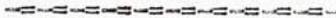


TABLE DE MATIERE.

- I. INTRODUCTION
- I1-1. MODELE D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION D'INFORMATION.
- I1-2. MODE DE TRANSMISSION SYNCHRONE.
- I1-3. DEBIT ET RAPIDITE DE MODULATION
- I1-4. QUALITE DE LA TRANSMISSION.
- I1-5. PERTURBATIONS.
  - a) - Bruit
  - b) - Distorsions
  - c) - Retards de phase et retards de groupe
  
- II. LE MODEM ET LA TRANSMISSION.
- II.1 GENERALITES.
- II.2 MODULATION DE PHASE - BRUIT EN MODULATION DE PHASE.
- II.3 CARACTERISTIQUES D'UN MODEM 2400 b/s.
- II.4 PARTIE EMISSION DU MODEM 2400 b/s.
- II.5 INTERFACE ENTRE LE MODEM ET LE TERMINAL.
  
- III DIFFERENTS DETAGES DE LA CARTE RECEPTION.
- III.1 FILTRES
- III.2 CARTE RYTHME
- III.3 ELABORATION DU SIGNAL TRANSPOSE
  - a) - Obtention de la fréquence 12,6kHz
  - b) - Elaboration du signal
- III.4 TRAITEMENTS DES SIGNAUX D'ENVELOPPE.
- III.4 1 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE
- III.4 2 FILTRE 1200 HZ
- III.4 3 ECRETEUR
- III.4 4 SYSTEME DE SYNCHRO-BIT

### III.5 TRAITEMENT DES TRANSITIONS DU SIGNAL TRANSPOSE

- a) - Déclencheur
- b) - Differentiation de synchro - porteuse
- c) - Chaine de division
- d) - Circuit de correction
- e) - Système de mesure de phase
- f) - Résultats

### IV CONCLUSIONS

## CHAPITRE I INTRODUCTION

Depuis les temps les plus éloignés, l'homme a éprouvé le besoin de transmettre des informations à des distances beaucoup plus grandes que celles que pouvait atteindre la voix.

On signalait par le feu la réalisation ou la non réalisation d'un évènement, conformément à une convention déjà établie. L'information transmise était donc de la forme "Oui" ou "Non".

En modelant la fumée d'un feu, grâce à un tissu, ou une branche, on a pu augmenter la quantité d'information transmise. Avec le temps, les moyens de transmission se sont quelque peu améliorés; mais toujours est-il que le temps nécessaire à la transmission de l'information était long et la quantité faible.

La nécessité de transmettre une quantité d'information de plus en plus grande dans un temps de plus en plus court a suscité la découverte de nouveaux procédés de transmission.

Avec l'évolution de la technologie, les exigences de l'homme ont augmentées. Ainsi le télégraphe, le téléphone, la télévision etc... sont apparus et sont capables de transmettre une quantité d'information à un temps extrêmement réduit. L'homme cherche toujours (en général!) les meilleurs performances d'une part et les moindres exigences d'autre part.

Le réseau téléphonique a une importance des plus grande, vu sa répartition dans les différents lieux géométriques ainsi que sa souplesse, présente un intérêt pour son exploitation. Ainsi il est possible de transmettre par ce moyen l'information, en reliant différents organes de traitements en respectant les consignes des P et T.

Le Modem constitue l'interface nécessaire pour la transmission entre ces différents organes de traitements.

Avant d'aller plus loin voici quelques définitions des Mots revenant souvent :

- Canal : moyens destinés à la transmission du Signal regroupant aussi bien les appareils, que le milieu à travers lequel la transmission a lieu.
- Modulation : transformation d'un message en un signal, dans le but de faciliter la transmission par un milieu précis ou de réaliser des transmissions multiples, par le même milieu et aussi d'augmenter l'efficacité de la transmission

en réduisant les erreurs de transmission.

- Codage : c'est la transformation d'un message en un signal discret, dans le but principal d'accroître l'efficacité de la transmission.

- Information .

Soit N évènements différents, probables, pouvant se produire.

La probabilité d'un évènement est  $P = \frac{1}{N}$

Une information  $i = \log_{10} \frac{1}{P} = - \log_{10} P = \log_{10} N$

Donc l'information est la réalisation d'un évènement parmi N évènements possibles.

Si un dispositif produit des Signaux connus d'avance, il n'est pas une source d'information.

La transmission d'information est subordonnée à la transmission de Signaux aléatoires.

- Perturbation (Bruit) signal qui Modifie le signal utile, en diminuant soit la qualité soit la quantité.

I - 1 - 1. Modèles d'un Système de transmission d'information.

La figure 1 montre un Modèle simple destiné à transmettre un message avec la forme qui lui ait donnée par la Source (transducteur), par un Canal sans subir de transformation. Une Source de perturbations apparaît inévitablement dans tous les systèmes de transmissions d'informations.

C'est un modèle destiné à une transmission sur de faibles distances, et où la Source d'erreurs est petite.

Si le Message ne peut être transmis par ce Modèle à cause des difficultés de propagation ou de la nécessité de réaliser des transmissions multiples, on introduit des éléments de Modulation et de démodulation (Fig. 2).

Si l'on veut augmenter l'efficacité, c'est-à-dire que l'on veut transmettre une plus grande quantité d'information en présence de perturbations, on utilise des éléments de Codage et de décodage (Fig. 3).

I - 1 - 2. Mode de transmission synchrone.

Contrairement au mode asynchrone où les caractères ou bloc de caractères sont compris entre un Start et un Stop qui servent à la Synchronisation, le Mode

Synchrone ne se partage pas en caractère ou bloc de caractère, c'est tout le Message qui est envoyé. Le Message est synchronisé par le Signal d'horloge et comporte lui aussi un Stop.

Le Mode synchrone<sup>est</sup> utilisé pour les moyennes et grandes vitesses (1200 bits/s et au-dessus).

### I - 1 - 3. Débit et rapidité de Modulation.

Le Signal de données appliqué à l'entrée de l'émetteur est une suite de symboles binaires...,  $b_{i-1}$ ,  $b_i$ ,  $b_{i+1}$ , ... Ils sont séparés par des intervalles de temps égaux  $\Delta$ . Le débit d'information D est exprimé en bits par seconde et il est égal à  $\frac{1}{\Delta}$ .

Le Codeur, groupe les bits dans le cas des moyennes vitesses et grandes vitesses ( $\geq 2400$  bits/s) et à sa sortie, le signal est constitué d'une suite de symboles...,  $a_{j-1}$ ,  $a_j$ ,  $a_{j+1}$ , ...

Le nombre de symboles  $a_j$  par seconde, appelé également "rapidité de Modulation" s'exprime en Bauds.

$R = \frac{1}{T}$  avec T intervalle entre symboles.

Le symbole  $a_j$  représente une quantité d'informations égale à K bits .voir (Fig. 5).

### I - 1 - 4. Qualité de la transmission

Une transmission correcte sous-entend que toutes les fréquences du Spectre sont transmises.

- Le spectre du Signal doit être plus grand que la largeur de bande du Canal.

- Le Spectre du Signal et la gamme de transmission du Canal doivent être concentrés autour des mêmes fréquences.

Le Signal émis doit être identique que celui reçu à la réception avec un retard dû au temps de Propagation. Cependant, le Support de transmission apporte des limitations au niveau des extrémités de sa bande passante, et des distorsions représentées par un décalage de fréquence.

En évitant de travailler au voisinage des extrémités, on élimine les limitations.

Dans la Pratique nous rencontrons :

#### a) Distorsions de Biaises

En Emettant un signal constitué de bits 0 - 1 Alternés, par exemple, on constate

que la durée des bits 0 et 1 n'est pas identique. Cette distorsion est appelée distorsion de Biais (voir Fig. 6). La mesure se fait en effectuant une Mesure de rapport de forme moyenne sur le signal restitué.

$$DB = \frac{t_0 - t_1}{T} \%$$

b) Distorsions isochrones

soit  $d_a$  = distorsion d'avance.

$d_r$  = distorsion de retard.

La distorsion isochrone est  $c = d_a + d_r$

Cette distorsion est représentée par la figure 6 b.

La qualité d'une transmission est exprimée en taux d'erreurs ; on constate typiquement des taux d'erreurs de

2.  $10^{-3}$  à  $10^{-6}$  sur le réseau commuté

2.  $10^{-5}$  à  $3 \cdot 10^{-7}$  sur des lignes louées

exemple : un taux d'erreur de  $10^{-3}$  équivaut à 1 bit erroné sur 1000. Ce taux est trop élevé et rend le circuit inexploitable.

I - 1 - 4. Perturbations

Le but n'est pas une étude, mais plutôt un aperçu sur les Perturbations qui reviennent le plus souvent et que l'on peut rencontrer en Pratique.

Dans un processus de transmission, comme il a été déjà dit auparavant, les perturbations sont inévitables car ces origines sont multiples. Parfois, ces perturbations peuvent être éliminées à la réception, mais malheureusement, dans la plupart des cas, il est impossible de les éliminer...

Il reste une chose à faire c'est de réduire l'effet de ces perturbations. Les moyens pour réduire ces effets dépendent de la nature de ces perturbations et de la forme du Signal utile.

Pour classer les perturbations, on fait appel à la notion de cohérence. Soient deux Signaux  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$ . Si la connaissance de  $s_1(t)$  procure certaines informations sur  $s_2(t)$ , les Signaux  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  sont, du moins partiellement, dépendants. Cette dépendance entre les valeurs des deux signaux s'appelle la Cohérence.

Les Deux signaux sont dit incohérents, s'ils sont complètement indépendant.

On distingue deux sortes de perturbations : Perturbations additives et Perturbations multiplicatives.

Dans la première, le signal utile et la perturbation s'additionnent

$$r(t) = s(t) + P(t).$$

Dans cette catégorie, entrent en jeu les perturbations que l'on rencontre dans les applications.

Dans le second cas, le signal utile et la perturbation se multiplient

$$r(t) = s(t) \cdot P(t).$$

Parmi les Perturbations additives on distingue, les bruits et les distorsions.

a) Bruit : Perturbation n'ayant aucune cohérence avec le signal utile.

**Le bruit est soit ergotique soit non ergotique.**

- Bruits ergotiques : ce sont les bruits prévisibles en moyenne mais non en particulier, caractérisés par une loi de probabilité.

Les bruits Gaussien sont les bruits ergotiques dont la distribution de probabilité est normale à tout instant avec une variance  $\sigma^2$ . Un bruit Gaussien ayant une densité spectrale constante, est dit "Bruit Blanc". Si la densité spectrale n'est pas constante, mais varie avec la fréquence, il est dit "Bruit Coloré".

Remarque : un Bruit peut ne pas être Gaussien, mais s'il a une densité spectrale constante, il est toujours dit Bruit Blanc. Si la densité spectrale varie avec la fréquence, c'est un Bruit Coloré.

- Bruits non ergotiques : Bruits non caractérisés par une loi de Probabilité. Certains peuvent être représentés par une fonction du temps périodique (Bruit dû au Secteur) et d'autres, imprévisibles, ne le peuvent pas.

b) Distorsions

Ce sont les perturbations cohérentes avec le Signal utile (distorsions de fréquence, de phase, d'amplitude etc) on peut classer ces perturbations par ce tableau :

Perturbations	{	cohérentes	: Distorsions	{	ergotiques
		incohérentes	: Bruits		non ergotiques

c) Retard de Phase et retard de groupe.

On suppose qu'un signal sinusoïdal  $s(t) = e^{j\omega_0 t}$ , est appliqué à l'entrée du Système caractérisé par la fonction de transport :  $H(\omega) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)}$   
 La réponse du Système est alors :

$$y(t) = H(\omega_0) e^{j\omega_0 t} = A(\omega_0) e^{j[\omega_0 t + \phi(\omega_0)]}$$

$$y(t) = A(\omega_0) e^{j\omega_0 \left[ t + \frac{\phi(\omega_0)}{\omega_0} \right]}$$

Cette relation montre que le signal sortant est décalé par rapport au signal d'entrée du temps  $t_i = -\frac{\phi(\omega_0)}{\omega_0}$ . Le temps  $t_i$  s'appelle retard de phase et concerne le retard que le système fait subir à un signal sinusoïdal. Chaque composante du spectre subit un retard, et celui-ci n'est pas le même pour toutes les composantes.

La différence des retards des composantes modifie la forme du signal sortant par rapport au signal entrant (Fig.7).

#### Conclusion

Le signal émis sur la ligne subit une atténuation d'un facteur  $A(\omega)$  dépendant de la fréquence.

$$-20 \log |A(\omega)| = \text{affaiblissement (en décibel)}.$$

Le signal émis peut être retardé d'une phase  $\phi(\omega)$ .

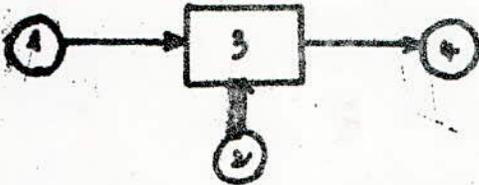


fig 1 : Systeme simple de transmission

- 1 - source d'information
- 2 - source de perturbation
- 3 - Canal
- 4 - utilisation

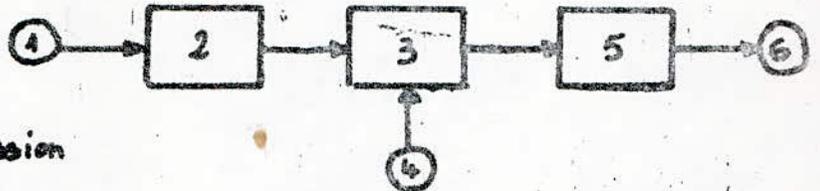


fig 2 : Systeme avec elements de Mod.-Dem.

- 1 - source
- 2 - Modulation
- 3 - Canal
- 4 - Perturbation
- 5 - demodulation
- 6 - utilisation

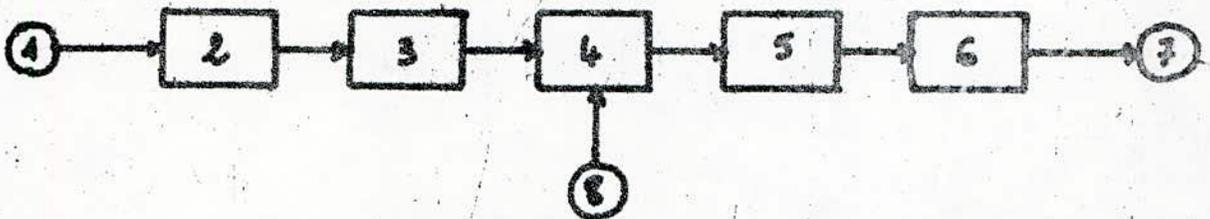


fig 3 : Systeme avec elements de Modulation-Demodulation et  
Codage - decodage .

- 1 - source
- 2 - Codage
- 3 - Modulation
- 4 - Canal
- 5 - demodulation
- 6 - decodage
- 7 - utilisation
- 8 - perturbation .

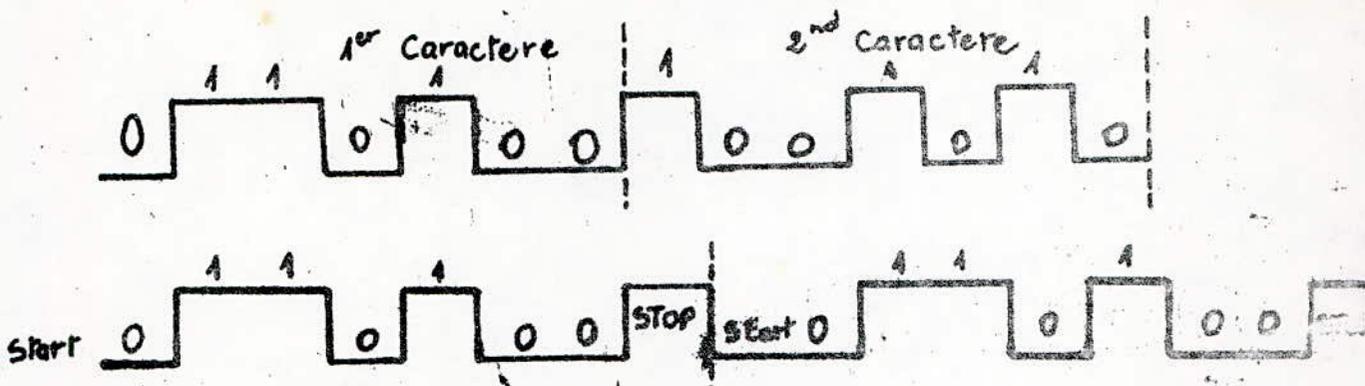


fig 4 - Transmission synchrone et asynchrone.

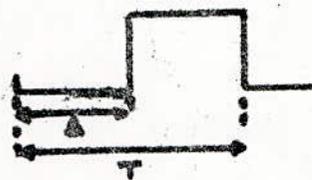


fig 5 - debit et rapidité de modulation

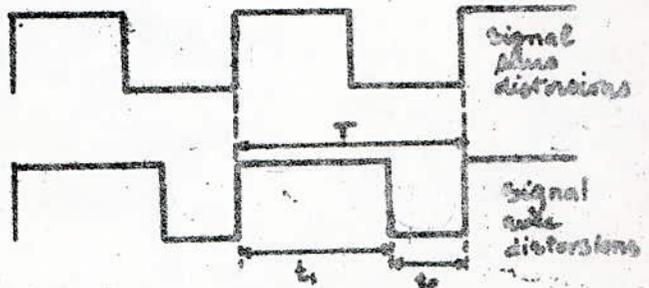


fig. 6 - distorsions de static.

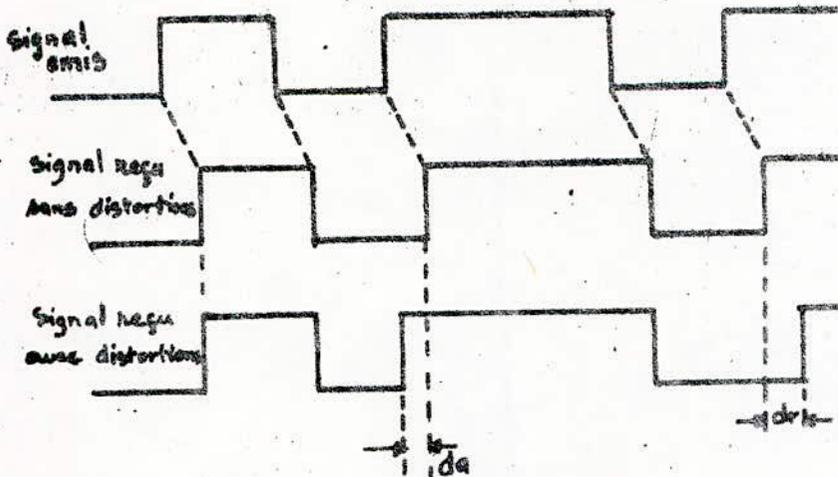
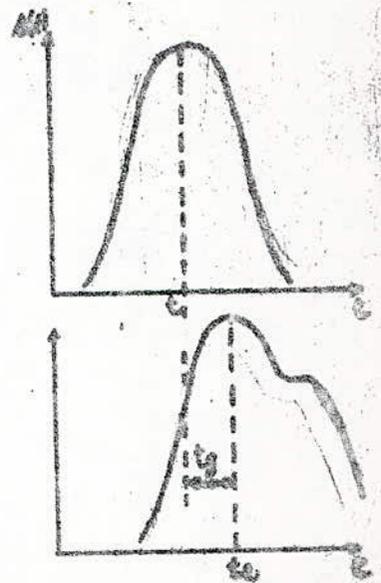


fig 6.b . distorsions isochrones



$t_g = t_e - t_s = \dots$   
fig 7 . retard de groupe

## CHAPITRE II LE MODEM ET LA TRANSMISSION

Un terminal, que ce soit à l'émission, ou à la réception, ne délivre ou ne reçoit que des signaux numériques.

Le rôle du Modem est de Convertir les signaux numériques délivrés par le terminal "source" en signaux analogiques du Côté Emission. Par contre du Côté réception c'est l'opération inverse qui est réalisée, c'est-à-dire la restitution en signaux numériques au terminal Collecteur. Une transmission des signaux numériques sur un support constitué d'une paire de fils métalliques constitue ce qu'on appelle transmission en Bande de Base. Dans ce cas, le support de transmission peut être assimilé à un filtre passe-bas.

L'inconvénient, dans ce mode, est que la transmission, ne peut se faire que sur des distances relativement faibles. Généralement, le support de transmission, constitué de la ligne téléphonique, Comporte des limitations aux extrémités de la bande (300 - 3000 HZ). D'où la nécessité d'éviter de travailler aux extrémités de la bande car il y a risque de ne pouvoir transmettre correctement les signaux.

Le support introduit aussi des distorsions non linéaires.

Comme il a été déjà dit au chapitre précédent, pour faciliter la transmission sans un milieu donné et par ce fait, augmenter la distance et l'insensibilité aux perturbations, on utilise une onde porteuse, modulée par le signal.

La modulation d'une onde Porteuse, permet en quelque sorte de rendre le système de transmission, équivalent à un filtre passe-bas, à travers lequel les informations sont transmises en bande de Base.

Dans le cas d'une Modulation à porteuse sinusoïdale les paramètres variables sont l'amplitude, la fréquence et la phase. Suivant le paramètre qui varie, on réalise respectivement, une Modulation d'Amplitude, une Modulation de fréquence ou une modulation de phase.

Le choix du type de Modulation dépend du problème à résoudre et en particulier des paramètres suivants :

- débit numérique à transmettre,
- bande passante du support de transmission,
- perturbations auxquelles ce support est soumis.

Pour une transmission synchrone à 2400 bits/s et compte tenu de la Bande Passante utilisable du Canal téléphonique, on devrait transmettre 2 bits par hertz de Bande Passante, un Codage multiniveaux est donc nécessaire et l'interférence inter-symbole devra être aussi faible que possible.

De par ces Conditions la modulation de fréquence est à éliminer.

Le choix est finalement porté sur la Modulation de Phase. Pour les débits de 2400 bits/s, elle permet d'obtenir des débits binaires plus élevés et elle est moins sujette aux erreurs et aux parasites.

## II - 2. Modulation de Phase.

Soit le signal Modulant  $m(t)$

la porteuse  $A_0 \cos \omega_0 t$

La Phase instantanée est  $\phi_0(t) = \omega_0 t + K_p m(t)$ .

Le Signal modulé a pour expression :

$$s(t) = A_0 \cos \phi_0(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + K_p m(t)]$$

La phase du Signal varie proportionnellement au message

$$\omega(t) = \frac{d\phi_0(t)}{dt} = \omega_0 + K_p \frac{dm(t)}{dt} \text{ est la pulsation instantanée.}$$

Si le signal modulant  $m(t)$  est de la forme  $A_m \cos \omega_m t$  alors  $s(t)$  devient :

$$s(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + K_p A_m \cos \omega_m t]$$

$$K_p A_m = \Delta\varphi = \text{excursion de phase.}$$

$$s(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \omega_m t]$$

- Spectre d'un signal modulé en phase.

Introduisant l'indice de Modulation  $B$  qui est égale à l'excursion de phase pour la modulation de phase.

$$B = \Delta\varphi$$

$$\begin{aligned} s(t) &= A_0 \cos [\omega_0 t + B \cos \omega_m t] \\ &= A_0 \cos [\omega_0 t + B \sin \Omega] \text{ avec } \Omega = \omega_m t + \pi/2 \end{aligned}$$

Il est plus aisé de travailler avec les exponentiels qu'avec les cosinus et sinus. Ecrivons la forme de  $s(t)$  sous forme exponentielle

$$s(t) = A_0 e^{j(\omega_0 t + B \sin \Omega)}$$

Soit la fonction génératrice des fonctions de Bessel

$$e^{\frac{x}{2}(z - \frac{1}{z})} = \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(x) z^n$$

en remplaçant  $z$  par  $e^{j\Omega}$  on aura :

$$e^{\frac{x}{2}(e^{j\Omega} - e^{-j\Omega})} = e^{jx \sin \Omega} = \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(x) e^{jn\Omega}$$

et en remplaçant  $x$  par  $B$  et en multipliant par  $A_0 e^{j\omega_0 t}$  cela nous donne

$$A_0 e^{j[\omega_0 t + B \sin \Omega]} = A_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(B) e^{j[\omega_0 t + n\Omega]}$$

cette relation n'est autre que le signal  $s(t)$ .

$J_n(B)$  est la fonction de Bessel de première espèce, d'ordre  $n$  et d'argument  $B$ .

Le spectre du signal est :

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) e^{j\omega t} dt$$

$$\begin{aligned} S(\omega) &= A_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(B) e^{j(\omega_0 t + n\Omega)} e^{-j\omega t} dt \\ &= A_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(B) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j[(\omega_0 - \omega)t + n\Omega]} dt \end{aligned}$$

Propriétés de  $J_n(B)$

$$J_{-n}(B) = J_n(-B) = (-1)^n J_n(B)$$

$$J_n(\beta) = \frac{\beta^n}{2} \left[ \frac{1}{n!} - \frac{(\beta/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(\beta/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(\beta/2)^6}{3!(n+3)!} + \dots \right]$$

$$s(t) = A_0 \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{j(\omega_0 t + n\Omega)}$$

$$= A_0 J_0(\beta) e^{j\omega_0 t} + A_0 J_1(\beta) \left[ e^{j(\omega_0 t + \Omega)} - e^{j(\omega_0 t - \Omega)} \right] \\ + A_0 J_2(\beta) \left[ e^{j(\omega_0 t + 2\Omega)} + e^{j(\omega_0 t - 2\Omega)} \right] + \dots$$

$$S(\omega) = A_0 J_0(\beta) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega_0 - \omega)t} dt + A_0 J_1(\beta) \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ e^{j[(\omega_0 - \omega)t + \Omega]} - e^{j[(\omega_0 - \omega)t - \Omega]} \right] dt \\ + A_0 J_2(\beta) \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ e^{j[(\omega_0 - \omega)t + 2\Omega]} + e^{j[(\omega_0 - \omega)t - 2\Omega]} \right] dt + \dots$$

- Puissance Moyenne :

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T A^2(t) dt = \frac{A_0^2}{2} \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta)$$

avec  $\sum J_n^2(\beta) = 1 \Rightarrow P = \frac{A_0^2}{2}$

La Puissance moyenne d'un signal modulé en phase est Constante. Elle est indépendante de l'indice de Modulation et égale à la puissance de la Porteuse non modulée.

Quand l'indice de Modulation  $B$  varie, il se produit en permanence un échange de puissance entre la porteuse d'amplitude  $J_0(B)$  et les Composantes latérales de telle sorte que la puissance totale reste constante et égale à  $\frac{A_0}{2}$

- Largeur de Bande

a) pour l'indice de Modulation grand ;  $B \gg 1$

$$B = 2 \Delta f_{\text{PM}} = 2 B \text{ fm.}$$

La Bande est proportionnelle à la fréquence de Modulation.

b) Pour l'indice de Modulation très petit :  $B \ll 1$ .

$$B = 2 \text{ fm.}$$

c) Pour l'indice de Modulation moyen

$$B = 2(B+1) \text{ fm.}$$

- Bruit en Modulation de Phase.

Il y a généralement deux sortes de bruits qui retiendra notre attention.

• Bruit d'impulsions

• Bruit de fluctuation.

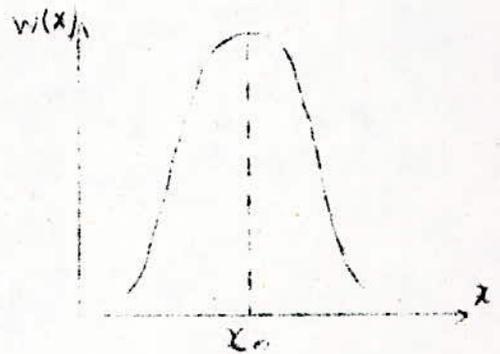
Le Bruit impulsif est caractérisé par le fait que ses sources débitent de l'énergie, non pas de manière continue, mais par intermittences.

La forme de ces impulsions est de courte durée, par contre, son spectre est constant. La valeur maximale de la perturbation est proportionnelle à la Bande passante. Ceci constitue une caractéristique spécifique du Bruit produit par des impulsions.

Bruit de fluctuation.

Le Bruit de fluctuation joue un rôle important dans la transmission de l'information, parce qu'il est toujours présent. Le Bruit de fluctuation est un bruit Gaussien, c'est-à-dire que sa densité de probabilité suit une loi normale

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-x_0}{\sigma}\right)^2}$$



Réellement le bruit de fluctuation est une sommation d'un grand nombre de perturbations indépendantes, cependant la perturbation totale à une distribution Gaussienne. Ce type de bruit se rencontre dans les phénomènes d'agitation thermique des résistances, dans le "souffle" des semi-conducteurs.

Le bruit de fluctuation a un spectre constant.

De ces deux bruits le plus important est le bruit causé par l'agitation thermique.

Dans une Résistance R, l'agitation thermique des  $e^-$  libres engendre un bruit de fluctuation qui apparaît à ses bornes. La tension efficace du bruit est donnée par la formule de Nyquist

$$E^2_{\text{eff}} = 4 KTR (f_2 - f_1)$$

K = constante de Boltzmann

T = température absolue ;  $f_2 - f_1$  = largeur de bande considérée

soit  $m(t)$  le signal modulant

$$\left(\frac{S}{P}\right) = \frac{A_1^2}{A_2^2} \tilde{m}^2(t)$$

$$\text{si } m(t) = A_m \cos \omega t \Rightarrow \left(\frac{S}{P}\right) = \frac{A_1^2}{A_2^2} \cdot A_m^2 = B^2 \frac{A_1^2}{A_2^2}$$

$A_m = B$  = excursion de phase.

$A_1$  et  $A_2$  représentent respectivement l'amplitude du Signal utile et de la perturbation.

### II - 3 Caractéristique d'un Modem 2400 bits/s

Les Modems, quelque soient leurs débits, ont fait l'objet d'une normalisation de la part du CCITT.

Le Modem 2400 b/s est défini par l'Avis V 26 et V 26 bis.

Les principales caractéristiques du Modem définies par cet Avis sont :

débit binaire : 2400 b/s

rapidité de Modulation 1200 bauds.

Type de Modulation : Modulation de phase différentielle

Type de transmission : synchrone

support utilisables : Réseau Commuté ou lignes Spécialisées 2 fils

Codage : codage différentiel - d'ibits.

Mode de transmission : bidirectionnel simultané ou Alternat

vitesse de reple : 1200 bits/s

interface logique : conforme aux Avis V 24.

II - 4 Partie Emission du Modem 2400 bits/s.

Cette partie est constituée :

- d'un dispositif de Codage
- d'un dispositif de Modulation
- d'un dispositif de Transposition
- d'un Amplificateur.

a) Dispositif de Codage.

Le Codage est la transformation d'un Message en un signal discret dans le but principal d'accroître l'efficacité de la transmission. Les procédés de Codage sont nombreux, par contre, un Code dit de GRAY présente un intérêt particulier

Bits originaux	Code GRAY	Signal
0 0	0 0	S0
0 1	0 1	S1
1 0	1 1	S2
1 1	1 0	S3

On remarque qu'il n'y a qu'un bit qui change d'une ligne à l'autre. Avec un tel code, si une erreur change le Signal  $S_n$  en  $S_n + 1$  ou  $S_n - 1$ , on aura uniquement 1 bit qui change (ce qui induit seulement 1 bit en erreur).

Dans la Modulation de phase, il est difficile ou plutôt présente un inconvénient de prendre une phase de référence absolue, car la ligne change dans le temps, ce qui provoque des erreurs qui s'ajoutent.

Pour y remédier, on prend comme phase de référence, la phase du laps de temps précédant, ainsi, nous aurons une grande transition et nous profitons du Codage de GRAY. Ce Codage est appelé "Codage différentiel". Il donne une amélioration

Il donne une amélioration du Spectre et assure le maintien des transmissions pour assurer le synchronisme. Règle de formation du Code Gray à partir du Code binaire pur

$$n = \frac{N \oplus 2N}{2}$$

N = nombre binaire pur

n = son équivalent en Code GRAY

#### b) Dispositif de Modulation.

Il est constitué d'un modulateur digital, constitué par le MC 6862. Il fournit les fonctions de Commande et de Modulation de phase de type DPSK à des vitesses de 1200 ou 2400 bits/s. Ce Modulateur permet de faire un choix pour déphasage entre l'option CCITT et l'option U S grâce au circuit PSS (Pin 16) suivant qu'il est à l'état 0 ou à l'état 1.

Les bits issus de l'équipement de traitement sont regroupés deux à deux et forment ainsi des dibits. Les dibits ainsi formés sont codés en nombre binaire donnant ainsi directement la valeur du saut de phase suivant le tableau II - 1. Un saut de phase peut s'effectuer tous les temps égale à  $1/1200$  s suivant les données.

Les données sortant du Modulateur sous forme digitale entrent dans 1 convertisseur qui les convertit en un signal analogique (voir fig II).

Le Modulateur fournit à partir de la fréquence 115,2 Khz une porteuse modulée en phase à 14,4 KHZ par division par huit.

#### c) Dispositif de transposition

Un Modulateur équilibré permet la transposition du Signal à 14,4 KHZ dans la bande téléphonique centrée sur 1800 Hz c'est un mélange de ce signal avec la fréquence 12,6 Khz fournit par la carte rythme  $14,4 \text{ KHZ} + 12,6 \text{ KHZ} = 27 \text{ Khz}$  et  $14,4 \text{ Khz} - 12,6 \text{ Khz} = 1,8 \text{ Khz}$ . Moyennant un filtre Passe bande centré sur 1800 hz, on sélectionne cette dernière.

Le Signal sortant du filtre entre dans 1 amplificateur de sortie permettant ainsi une Amplification du signal.

Le Signal passe ensuite dans un transformateur de ligne de rapport 1/1 et permet ainsi une adaptation entre la ligne téléphonique et le circuit.

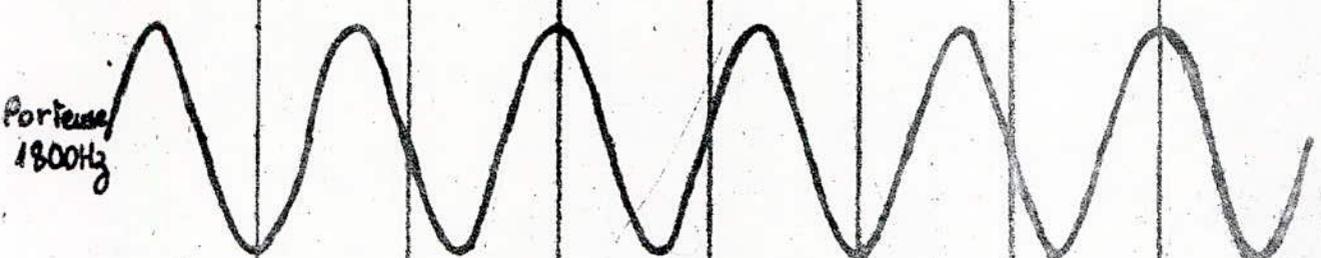
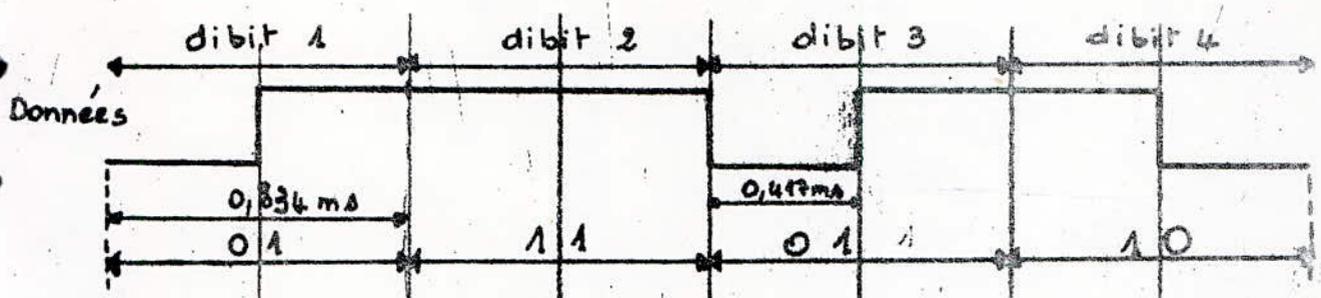
C) Codage et changement de phase.

Les bits issus du terminal source sont groupés deux à deux et forment ainsi des dibits. Il y a  $2^2$  combinaisons de dibits qui sont : 00 ; 01, 10 et 11. Ces dibits sont ensuite codés suivant le code Gray. A chaque dibit, il lui correspond un saut de phase caractéristique suivant l'option CCITT ou U.S. (Dans l'option américaine, on ajoute un angle de  $45^\circ$ ).

Saut de phase		Dibit	Valeur binaire du saut de phase
CCITT	U.S.		
0 x $90^\circ$	0 x $90^\circ + 45^\circ$	0 0	0 0
1 x $90^\circ$	1 x $90^\circ + 45^\circ$	0 1	0 1
2 x $90^\circ$	2 x $90^\circ + 45^\circ$	1 1	1 0
3 x $90^\circ$	3 x $90^\circ + 45^\circ$	1 0	1 1

à la vitesse de 1200 bits par seconde, les données sont directement codées en valeur de saut de phase.

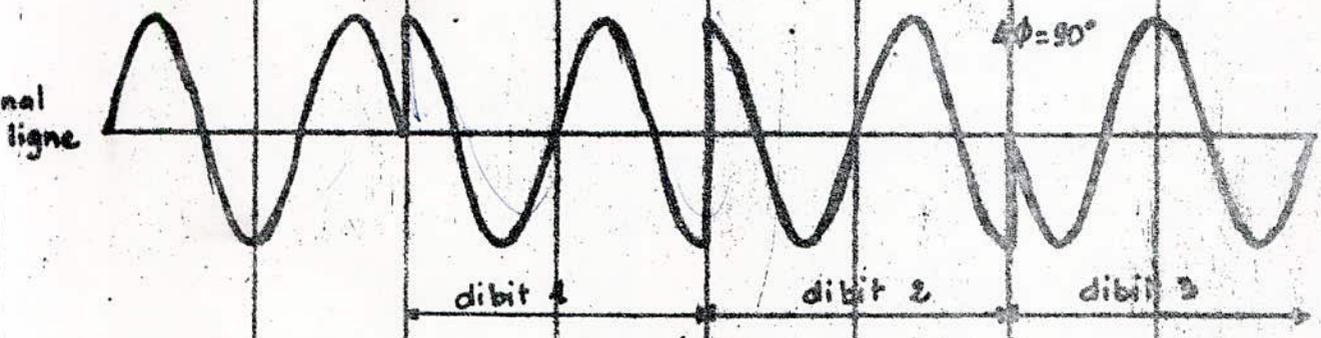
Bit	Valeur binaire	Saut de phase
0	0 1	$90^\circ$
1	1 1	$270^\circ$



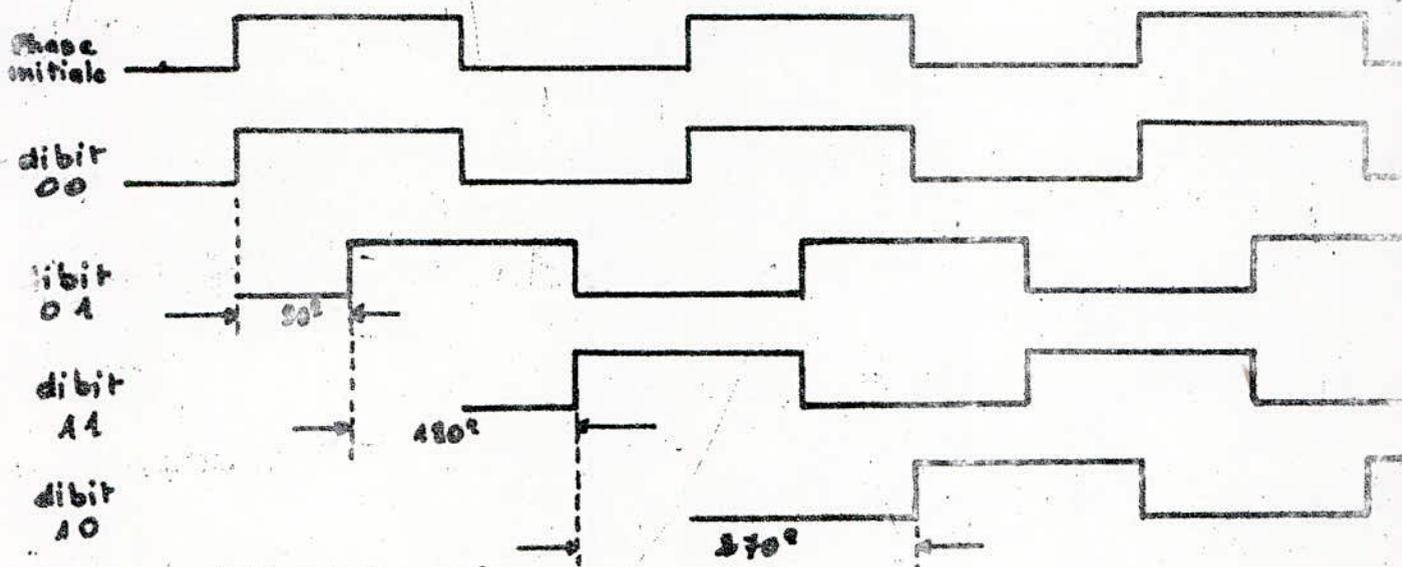
$\Delta\phi = 90^\circ$

$\Delta\phi = 180^\circ$

$\Delta\phi = 90^\circ$

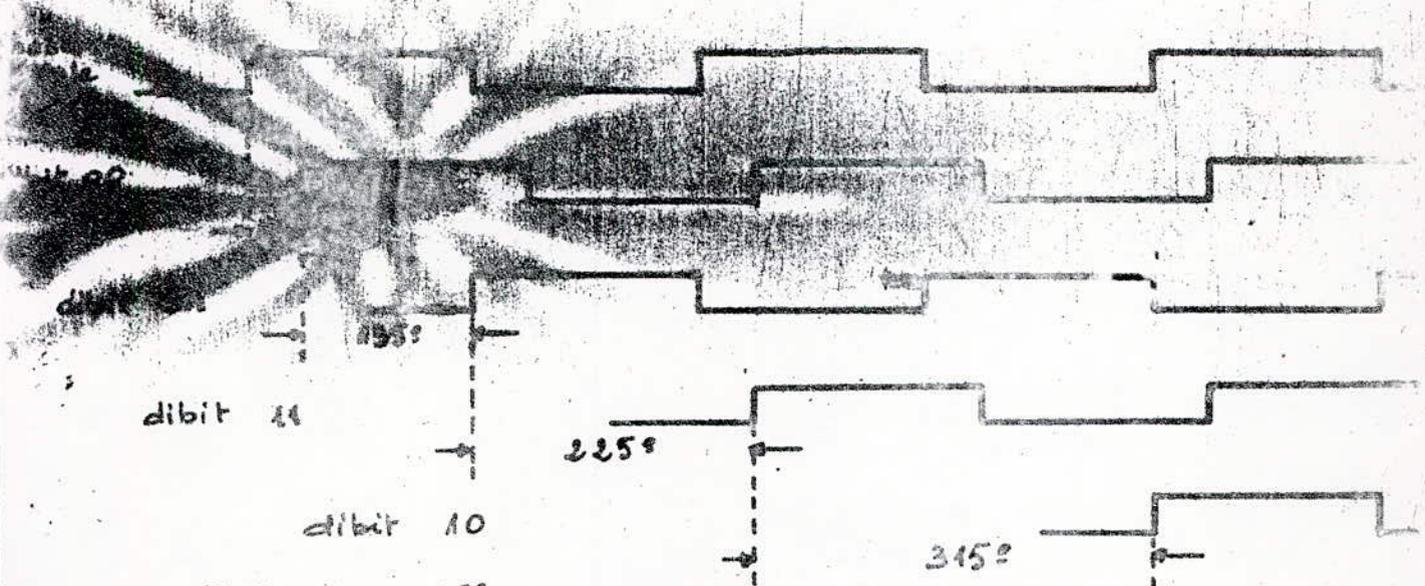


- Modulation DPSK .



dibit	00	=	0°
--	01	=	90°
--	11	=	180°
--	10	=	270°

- Changement de Phase (CCITT)



dibit	00	=	45°
dibit	01	=	135°
dibit	11	=	225°
dibit	10	=	315°

- Changement de Phase (U.S)

## II.5 INTERFACE ENTRE LE MODEM ET LE TERMINAL.

Avant que la transmission des données issues du terminal ne soient effectués par le modem, un échange de signaux d'informations est effectué entre eux. La nature et le nombre de ces signaux ont fait l'objet d'une normalisation par le CCITT. Les signaux échangés ainsi que les données se font par l'intermédiaire d'un interface constitué par une jonction V 24. Les signaux échangés sont à deux états repérés par les symboles binaires 0 et 1 et correspondent à des tensions -12v et +12v.

Cette jonction est commune aux deux cartes émission et réception et comporte 25 pins dont chacune possède une fonction bien particulière. Comme cette jonction est destinée à tous les modems, de grande ou de faible vitesse, certaines de ses pins ne seront pas utilisés. La fonction ainsi que la désignation par le CCITT de chaque pin sont données par le tableau suivant.

Pin	Désignation CCITT	Fonction
1	101	Terre de protection
2	103	Emission de données
3	104	Réception des données
4	105	Demande pour émettre
5	106	Prêt à émettre
6	107	Postes de données prêt
7	102	Terre de protection.
8	109	Détecteur du signal de ligne reçu sur la voie de donnée
9	109	Test
10	109	Test
11	109	Test
12	122	Détection du signal reçu sur la voie de retour
13	121	Prêt à émettre - voie retour
14	118	Emission de données - voie retour

Pin	Désignation CCITT	Fonction
15	114	Horloge interne émission
16	119	Réception de données ou transmission voie de retour
17	115	Horloge interne réception
18		
19	120	Demande pour émettre - voie de retour
20	108/1 108/2	Terminal prêt Connecter le poste de données sur la ligne
21	110	Contrôle qualité sur signal reçu
22	125	Indicateur d'appel
23	111	Sélection débit binaire
24	113	Horloge externe émission
25		

a) Circuits utilisés pour la transmission

- Pin 2 (103) . Emission de données

Les données à transmettre issues du terminal sont transmis au modem par ce fil (état 0 = transmission, état1 = repos).

- Pin 3 (104) . Réception de données

C'est la pin où les données reçues par le modem sont transférés au terminal (état0 = transmission, état 1 = repos)

- Pin 24 (113) . Horloge émission (externe)

Le terminal fournit l'horloge au modem qui émet au rythme de cette horloge.

- Pin 15 (114) . Horloge interne émission

Les données sont émises au rythme de l'horloge fournit par le modem.

- Pin 17 (115) . Horloge interne réception

Le modem récupère l'horloge au rythme des données reçues et la fournit au terminal.

Pin 8 (109) . détection du signal en ligne

Par cette pin, le modem indique au terminal la présence ou l'absence du signal en ligne.

b) Circuits utilisés pour l'initialisation.

- Pin 4 (105) . Demande pour émettre

Le modem est en position de "repos" quand la pin 4 est à l'état 1. En lui appliquant l'état 0, le modem se met en position d'émission et transmet la porteuse et le signal d'initialisation pour synchroniser le modem situé à l'autre extrémité.

- Pin 5 (106) . Prêt à émettre

Si la pin 4 est à l'état 0, la pin 5, après un certain temps dit de retournement, nécessaire pour le modem situé à l'autre extrémité détecte le signal de ligne, se met à l'état 0.

Ainsi il est en état de transmettre et reçoit les données du terminal par la pin 2

c) Circuits utilisés pour l'établissement de la liaison.

Dans le cas où le support de transmission est affecté uniquement et en permanence à la transmission de données, ces circuits n'existent pas.

- Pin 6 (107) . Poste de données prêt.

Si on veut relier le modem à la ligne , un état 0 est nécessaire sur cette pin. Dans le cas où la réponse peut se faire automatiquement l'état 1 sur cette pin le connecte sur le poste téléphonique.

- Pin 22 (125) . Indicateur d'appel.

Utilisée uniquement dans le cas où la réponse peut se faire automatiquement. Dès réception d'un appel téléphonique, le modem se branche sur la ligne sans intervention d'une tierce personne.

- Pin 20 (108)

L'état 0 appliqué à cette pin oblige le modem à se connecter sur la ligne et l'état 1 l'oblige à se déconnecter de celle-ci dès que la pin 103 est à l'état 1 (données transmises).

d) Procédure d'initialisation et de transmission.

Considérons une liaison entre 2 points A et B.

Si la liaison est en mode bidirectionnel simultanée, l'initialisation n'est effectuée qu'une fois, dans le cas d'une liaison à l'alternat l'initialisation est recommandée à chaque retournement du sens de la transmission. Dans les réseaux multipoints, l'initialisation est nécessaire chaque fois qu'une station est sélectionnée.

Pour qu'une liaison puisse avoir lieu, il faut que les deux modems doivent être prêt à émettre ce qui implique que la pin 6 doit être à l'état 0 dans les deux cas.

Le terminal A applique l'état 0 sur la pin 4 " Demande pour émettre" ; le modem A commence à émettre un signal en ligne qui sera détecté par le modem B grâce à la pin 8 "Détection du signal". Celui-ci entame une synchronisation d'horloge et de porteuse. C'est la phase d'initialisation et la transmission de données n'a pas encore commencée. Ce n'est qu'après que le modem B est prêt à recevoir (pin 20 à l'état 0) que le modem commence à émettre (pin 2 de A et pin 3 de B à l'état 0). Les modems délivrent une horloge associée aux données émises ou reçues qui doivent être synchronisés et restent transparents aux messages. Ils se contentent de la surveillance du signal en ligne par l'intermédiaire du circuit 109 (pin8).

e) coupure de liaison.

Une fois que le message est terminé, l'interruption de la transmission vient du terminal en appliquant l'état 1 sur la pin 4 (Demande pour émettre). Le modem maintient la transmission pendant un temps nécessaire pour l'écoulement du message pour ne pas l'emputer des derniers bits et ensuite libère la ligne.

f) Tests par bouclage.

Les modems sont en général testés par des bouclages afin de localiser un défaut. Ce défaut peut se situer soit sur la ligne de transmission soit sur un des modems. Pour localiser le défaut on effectue des bouclages qui mettent hors service certaines parties et ainsi on procède par élimination. La figure indique l'emplacement du bouclage suivant les recommandations du CCITT. Ces bouclages se font manuellement au moyen de commutateurs et ne peuvent être utilisés qu'en mode bidirectionnel simultanée. Des travaux de normalisation au sein du CCITT portent sur les moyens de commander par l'intermédiaire de la Jonction V 24 les bouclages du modem éloigné.

## CHAPITRE DIFFERENTS ETAGES DE LA CARTE RECEPTION

La carte réception est constituée principalement de quatre parties auxquelles on peut ajouter la partie exploitation.

- Carte rythme
- Elaboration du signal transposé
- Traitement des signaux d'enveloppe
- Traitement des transitions pour la mesure de phase.
- Circuits d'exploitations

### 1. Filtres

Que ce soit dans la carte rythme, ou dans l'élaboration du signal transposé, ou dans le traitement des signaux d'enveloppe, des filtres ont été nécessaires. Avant d'entamer les différents étages de la carte réception, donnons un aperçu sur les filtres utilisés. Les filtres par lesquels les données passent doivent avoir une bande passante, telle qu'ils ne détériorent pas ces derniers. Pour les autres, la bande passante doit être la plus petite possible, de manière à diminuer le bruit.

Les filtres utilisés sont de deux types : l'un de Tchebychev possédant une bande légèrement supérieure à 1200 hz et l'autre sélectif.

#### - Filtre de Tchebychev.

Le filtre de Tchebychev a été choisi parmi ceux de Legendre, Butterworth, etc... par la raideur que présente sa courbe de réponse quoiqu'il présente un inconvénient qu'est l'ondulation présente à l'intérieur de sa bande. Mais on peut fixer d'emblée l'ondulation pour qu'elle ne gêne pas.

La figure 3.1 présente la courbe de réponse d'un filtre de Tchebychev en comparaison avec les autres filtres.

D'une façon générale, le filtre est déterminé à partir d'un gabarit qui définit les limites à respecter par la courbe de réponse. On est ainsi amené à fixer une atténuation maximum  $A_{max}$  à ne pas dépasser dans la bande passante et une atténuation minimum  $A_{min}$  à respecter dans la bande atténuée (voir fig. 2).

$$A_{max} = 0,5 \text{ DB}$$

$$A_{min} = 35 \text{ DB}$$

$$B = F_2 - F_1 = 1.500 \text{ Hz}$$

$$F_0 = \begin{cases} 14,4 \text{ kHz} \\ 1,8 \text{ kHz} \end{cases}$$

Dans ce document, on ne donnera que la méthode pour le calcul d'un filtre de Tchebychev.

Pour mieux expliciter la manière de calcul, on s'appuiera sur les calculs faits pour le filtre 14,4 kHz.

De la figure 3.2, on calcule le facteur de forme.

$$\Omega = \frac{F_3 - F_4}{F_1 - F_2} = 5$$

- Connaissant le facteur de forme  $\Omega$ ,  $A_{\max}$  et  $A_{\min}$ , on se réfère au tableau de Tchebychev pour tirer l'ordre.  $\Omega = 5$ ,  $A_{\max} = 0,5 \text{ DB}$ ,  $A_{\min} = 35 \text{ DB}$ , l'ordre est 3.

- La table de Tchebychev nous donne les pôles en fonction de l'ordre.

$$A_1 + j B_1 = -0,31323 + j 1,02193$$

$$A_2 + j B_2 = -0,62646 + j 0$$

$$w_1^2 = A_1^2 + B_1^2 \Rightarrow w_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} = 1,069$$

$$A_1 = w_1 \xi_1 \Rightarrow \xi_1 = \frac{A_1}{w_1} = \frac{0,31323}{1,069} = 0,293$$

$$w_2^2 = A_2^2 + B_2^2 \Rightarrow w_2 = A_2 = 0,626 \text{ puisque } B_2 = 0$$

$$A_2 = w_2 \xi_2 \Rightarrow \xi_2 = 1$$

- Calcul du coefficient de qualité  $Q$  et de la fréquence centrale pour chaque cellule.

$$f \quad F_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2} = \sqrt{13,65 \times 15,15} = 14,39 \text{ Khz}$$

$$Q_0 = \frac{F_0}{F_2 - F_1} = \frac{14,39}{1,5} = 9,6$$

Les  $Q_n$  sont donnés par la formule suivante :

$$Q_n = \left[ \frac{\left[ \left( \frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 4 \right] + \sqrt{\left\{ \left( \frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 4 \right\}^2 - 4 \left( \frac{2\xi_n \omega_n}{Q_0} \right)^2}}{2 \left( \frac{2\xi_n \omega_n}{Q_0} \right)^2} \right]^{1/2}$$

Remarque : puisque l'ordre est 3, donc la deuxième cellule est l'image de la première par rapport à la fréquence centrale  $F_0$ , donc  $Q_1 = Q_2$

$$Q_1 = Q_2 = 1,7$$

Pour la troisième cellule :  $Q_3 = \frac{Q_0}{\xi_3 \omega_3} = \frac{9,6}{0,626} = 15,3$

- Fréquence centrale de chaque cellule

$$F_1 = M F_0 \quad , \quad F_2 = \frac{F_0}{M} \quad , \quad F_3 = F_0$$

avec  $M = \frac{\xi_1 \omega_1 Q_1}{Q_0} + \sqrt{\left( \frac{\xi_1 \omega_1 Q_1}{Q_0} \right)^2 - 1}$

$$M = 1,05$$

d'où  $F_1 = 15,12 \text{ Khz}$

$$F_2 = 13,7 \text{ Khz}$$

$$F_3 = 14,39 \text{ Khz}$$

- Calcul du gain du filtre

$$A_{vn} = 20 \log \frac{\frac{W_n W_0}{Q_n}}{\sqrt{(W_n^2 - W_0^2)^2 + \left(\frac{W_n W_0}{Q_n}\right)^2}}$$

$$A_{v1} = -1,4 \text{ DB}$$

$$A_{v2} = -1,3 \text{ DB}$$

$$A_{v3} = 0 \text{ DB}$$

$$A_{v \text{ total}} = -2,7 \text{ DB}$$

Donc le gain moyen pour chaque cellule est :

$$\frac{A_{v \text{ total}}}{3} = 0,9$$

$$20 \log A_v = 0,9 \quad ; \quad \log A_v = \frac{0,9}{20} \quad A_v = 1,2$$

Pour la première cellule

$$R_{15} = \frac{2Q_1}{W_{10}}$$

$$R_{11} = \frac{R_{15}}{2A_v}$$

$$R_{12} = \frac{R_{11} - R_{15}}{4Q_1^2 R_{11} - R_{15}}$$

Pour la n ième cellule :

$$R_{n5} = \frac{2Q_n}{W_n C}$$

$$R_{n1} = \frac{R_{n5}}{2A_v}$$

$$R_{n2} = \frac{R_{n1} \cdot R_{n5}}{4Q_n^2 R_{n1} - R_{n5}}$$

On fixe d'emblée  $c = 10 \text{ nF}$

Conclusion : dans la pratique, en voulant réaliser les filtres ; la courbe de réponse voulue n'est pas respectée du fait que les valeurs des composants ne sont pas rigoureuses. On s'est contenté des valeurs approximatives et en plus

elles sont donnés à plus ou moins 10 %. Donc il était nécessaire de changer les valeurs théoriques de manière à se rapprocher de la courbe de réponse désirée. Le deuxième type de filtre utilisé est un filtre très sélectif. Sa structure générale est donnée par la figure 3 avec

$$R_1 = \frac{Q}{AW_0C} ; \quad R_2 = \frac{Q}{W_0C} ; \quad R_3 = \frac{1}{W_0^2 R_4 C^2}$$

Q = coefficient de qualité

A = gain du filtre

$f_0 = \frac{W_0}{2\pi}$  = fréquence centrale.

Puisque nous voulons qu'il ait une largeur de bande très étroite et comme la bande est inversement proportionnelle au coefficient de qualité et proportionnelle à la fréquence centrale  $B = \frac{f_0}{Q}$  il suffit de se fixer un Q élevé.

En se fixant aussi le gain du filtre, ainsi que les capacités et la résistance R4

on calculera les résistances R1, R2 et R3.

Filtre 1200 hz

Q = 85

A = 10

R4 = 8,2 k

R1 = 75 k

, R2 = 750 k

C = 15 nF

R3 = 9,2 K

R4 = 8,2 k

Filtre 12,6 khz

R4 = 2,7 k

C = 4,7 nF

R1 = 22 K

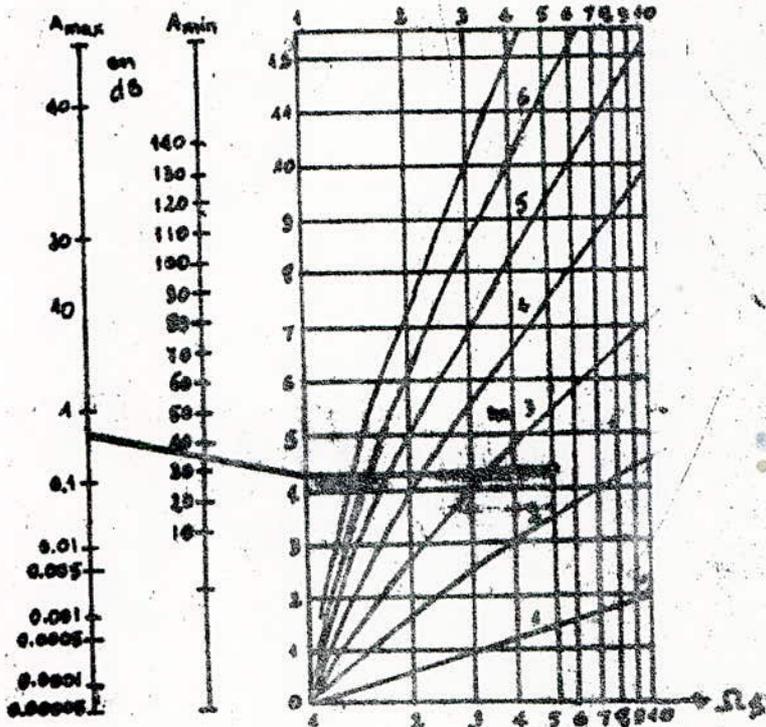
F0 = 12,6 khz

R2 = 220 K

Q = 82

R3 = 2,7 K

- Les valeurs indiquées sont des valeurs normalisées.
- Avec les résistances trouvées théoriquement, il se trouve que la fréquence centrale est quelque peu décalée, du fait que les valeurs indiquées sur les composants sont à  $\pm 10\%$  de leurs valeurs exactes. Pour y remédier, nous avons préféré utiliser à la place de R3 une résistance variable, voisine de la valeur théorique, de manière à régler la fréquence centrale.

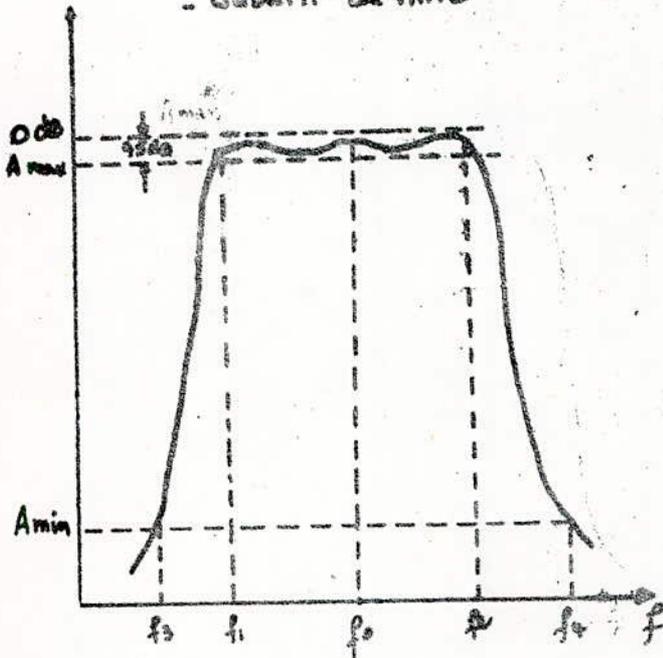


- Tableau de Tchebychev.

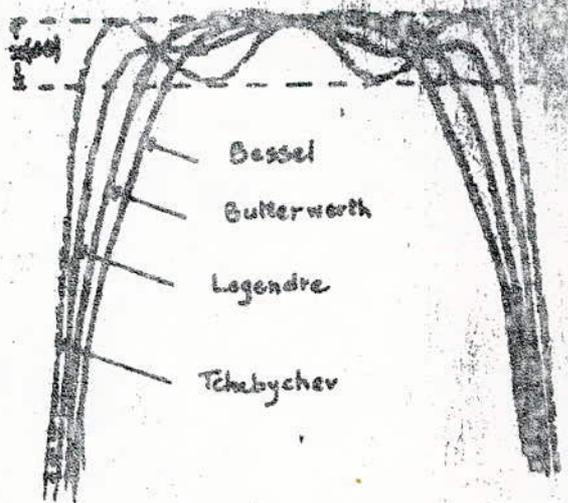
Amax = 0,5 dB	
Ordre	Poles
2	-0,71351 ± j 1,00000
3	-0,21355 ± j 1,02193 -0,62646
4	-0,17995 ± j 1,01635 -0,42334 ± j 0,42695
5	-0,11196 ± j 1,01193 -0,68310 ± j 0,68510 -0,98335
6	-0,07705 ± j 1,00946 -0,31216 ± j 0,75824 -0,88979 ± j 0,88923
7	-0,05706 ± j 1,00831 -0,18973 ± j 0,90708 -0,53889 ± j 0,44198 -0,93617
8	-0,04361 ± j 1,00790 -0,10222 ± j 0,95200 -0,37991 ± j 0,65928 -0,77999 ± j 0,19991
9	-0,03447 ± j 1,00800 -0,06020 ± j 0,98381 -0,25168 ± j 0,58979 -0,58845 ± j 0,34909 -0,93641
10	-0,02729 ± j 1,00827 -0,03889 ± j 0,99569 -0,13611 ± j 0,71828 -0,36981 ± j 0,46116 -0,67819 ± j 0,16989

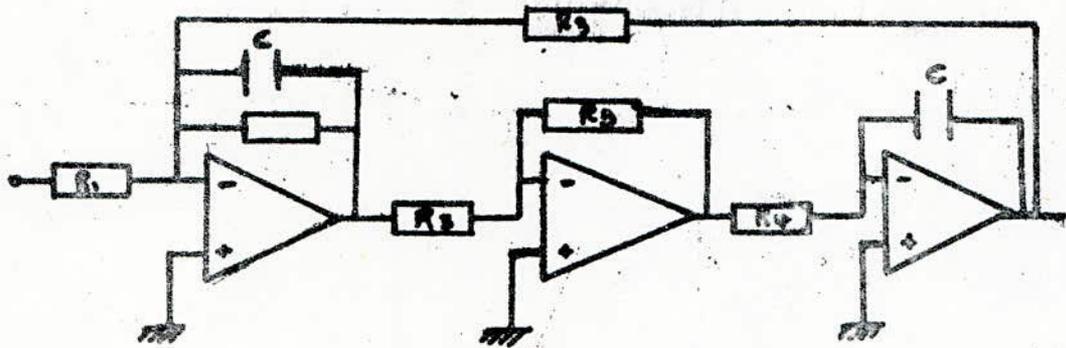
- Table de Tchebychev

- Gabarit de filtre

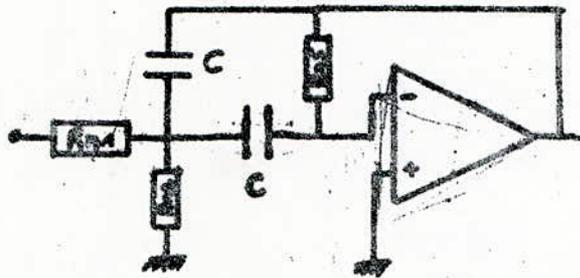


- Comparaison de différents passe-bande de même ordre





- Structure du filtre sélectif.



- Structure de Tchebychev

### III2 CARTE RYTHME

Cette carte est destinée à fournir toutes les fréquences utilisées à la réception ainsi qu'à l'émission.

Elle est composée d'un oscillateur à Quartz et d'une chaîne de division.

L'oscillateur à quartz oscille en mode série et présente ainsi une impédance nulle à la fréquence de résonance.

C'est cette carte qui nous fournit :

- une porteuse à 115,2 Khz de phase fixe
- les signaux 14,4 Khz et 1,8 Khz grâce à une chaîne de division, dont le mélange fournit après filtrage 12,6 Khz nécessaire pour la transposition.
- l'horloge réception 2400 hz et 1200 hz.

a) obtention du signal 12,6 Khz.

Le signal issu du quartz de fréquence 1,8432 Mhz passe à travers le compteur MC 14040 pour subir une division par 2. Le circuit SN 74109/A permet de synchroniser les signaux de fréquence 14,4 Khz et 3,6 Khz avec le 1200 hz issu des données après filtrage.

Ainsi les signaux issus par divisions des circuits SN 74161/B (division par 16 pour donner le 57,6 Khz) et le SN 74161/C qui donne par la pin 13 un signal à 14,4 Khz (division par 4) et par la pin 11 un signal à 3,6 Khz ( $\times 16$ ) sont synchrones avec le 1200 hz. Le circuit SN 74109/D permet une division par 2 du signal 3600 hz et donne ainsi un signal de fréquence 1,8 Khz.

Tous ces circuits constituent une chaîne de division dont on récupère les signaux 14,4 Khz et 1,8 Khz. Ces deux signaux passent à travers un OU -exclusif qui réalise la fonction de mixeur logique. A sa sortie on aura  $14,4 \text{ Khz} + 1,8 \text{ Khz} = 16,2 \text{ Khz}$  et  $14,4 - 1,8 = 12,6 \text{ Khz}$ . Moyennant un filtre centré sur 12,6 Khz on récupère la fréquence désirée. Le filtre utilisé est un filtre sélectif qui utilise un pont de Wien.

Le pont s'équilibre pour la fréquence  $f=12,6 \text{ Khz}$  qui est amplifié et donne un gain élevé pour cette fréquence. Le coefficient de Qualité  $Q = \frac{W_0}{\Delta W_0} = \frac{f_0}{\Delta f}$  est élevé (voisin de 80) ce qui donne une largeur de bande étroite.

### III.3 ELABORATION DU SIGNAL TRANSCOPE.

Le signal reçu de la ligne passe à travers un transformateur de ligne de rapport 1/1 qui a pour rôle d'adapter l'entrée du circuit avec la ligne.

Le signal porteur à une fréquence de 1,8 KHz et la bande passante du signal utile est de 1200 hz. Ces deux données conditionnent le filtre passe-bande qui doit être centré sur 1,8 KHz en possédant une largeur de bande minimale de 1200hz. Si la bande passante est inférieure à 1200hz on aura alors une perte d'information, par contre si la bande est très supérieure à celle requise, le filtre laissera passer le bruit contenu aux fréquences élevées ou basses relativement à la bande. Le filtre utilisé est un filtre actif de Tcheloychev, il permet de filtrer et d'amplifier le signal reçu. Le signal après filtrage subit une amplification car l'amplitude à l'entrée du transformateur est faible ( de l'ordre du m.v) et l'amplification du filtre reste insuffisante pour la bonne exploitation du signal par la suite.

- Modulateur équilibré.

Le signal, après filtrage et amplification est alors transposé sur une fréquence centrale de 14,4 KHz. La transposition peut se faire de deux manières, soit analogique, soit digitale. Après essai, les deux méthodes donnent un même résultat. Le choix est porté sur la transposition digitale, car le nombre de composants est inférieur, d'où l'espace occupé est moindre. Un OU -exclusif existant sous forme intégré réalise l'opération désirée.

A la sortie de l'amplificateur, nous avons un signal de fréquence  $f_1 = 1,8$  KHz et d'amplitude  $A_1$ . Le signal issu de la carte rythme a pour fréquence  $f_0 = 12,6$  KHz et une amplitude  $A_0$ .

$$S_1 = A_1 \cos \omega_1 t ; S_0 = A_0 \cos \omega_0 t.$$

$$S_1 S_0 = A_1 \cos \omega_1 t \times A_0 \cos \omega_0 t = \frac{A_0 A_1}{2} \cos (\omega_0 + \omega_1)t + \frac{A_0 A_1}{2} \cos (\omega_0 - \omega_1)t;$$

$$S = \frac{A_0 A_1}{2} \cos 2\pi (f_0 + f_1)t + \frac{A_0 A_1}{2} \cos 2\pi (f_0 - f_1)t$$

grâce à un filtre passe-bande centré sur  $f_0 + f_1 = 12,6$  KHz + 1,8 KHz; on sélectionne la fréquence 14,4 KHz.

Pour que cette opération soit réalisée par un circuit TTL qui ne travaille qu'entre 0 et 5 V, les deux signaux sont donc écrêtés de manière à être compatibles avec le circuit.

### III.4 TRAITEMENT DES SIGNAUX D'ENVELOPPE.

#### III. 4-1. REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE.

Le signal après avoir été amplifié et récupéré pour être redressé par un amplificateur non linéaire et qui sert en même temps de détecteur en courant alternatif.

L'avantage de ce montage est qu'il fournit une amplitude de sortie pratiquement constante pour un signal d'entrée de niveau variable.

Le courant circulant dans la diode est  $I = I_s \exp \frac{eV}{KT}$

avec  $I_s$  = courant de Saturation

$e$  = charge de l'électron

$K$  = constante de Boltzman

$$I = \frac{V_{in}}{R} \quad \text{et} \quad V_{out} = -V$$

$$V_{out} = \frac{KT}{e} \ln \frac{I}{I_s} = - \frac{KT}{e} \ln \frac{V_{in}}{RI_s}$$

avec une tension presque nulle, les diodes se comportent comme des résistances très élevées et le gain est ainsi élevé. Le deuxième amplificateur suivant l'amplification non-linéaire monté en inverseur permet un redressement à double alternance.

Le signal ainsi redressé nous donne deux informations :

- l'une concernant le niveau du signal
- l'autre concerne l'enveloppe proprement dite dont on extrait le signal d'horloge après filtrage à 1200hz.

#### III. 4-2 FILTRE 1200 HZ

C'est un filtre très sélectif, du même type que celui utilisé dans la carte rythme. Le potentiomètre utilisé permet de régler la fréquence centrale  $f_0$ .

#### III. 4-3 ECRETEUR

Le signal sortant du filtre est écrêté entre 0 et 5V grâce à un amplificateur utilisé en boucle ouverte qui permet un gain élevé et deux diodes.

### III. 4.4 SYSTEME DE SYNCHRO-BIT.

La synchro-bit constitue une boucle d'asservissement en phase. Elle fait une correction tous les 1200 Hz et permet de synchroniser le signal de référence avec le signal 1200 Hz extrait de la chaîne de division. Celui-ci se cale sur la valeur moyenne et supprime ainsi la plus grande partie des Jitters (scintillement).

Tous les 1200 Hz, un pas de 1843,2 KHz est supprimé, ce qui provoque un retard et au même moment, lorsque le 1200 Hz est en retard sur le 1200 Hz de référence, un pas de 921,6 KHz (sortie du SN 7473, Pin 12) est ajouté.

Comme la chaîne de division se termine par une division par 3, le signal est disymétrique. Une symétrisation est effectuée par des portes NAND. (Voir chronogramme). Un signal déphasé de 90° est fourni par cette chaîne ainsi que l'horloge 2400Hz. Le signal déphasé de 90° permet une mesure de phase au front descendant.

A noter aussi que la synchro-bit existe à l'émission. Elle permet un fonctionnement au modem suivant deux possibilités :

- en horloge interne : le modem envoie son horloge (CIK) au terminal afin que celui-ci envoie les données au rythme bit et en phase avec CIK.
- en horloge externe : dans ce cas, c'est le terminal qui fournit son horloge (EXCIK) au modem. Une synchronisation bit remet CIK en phase avec EX CIK.

### III. 5 TRAITEMENT DES TRANSITIONS DU SIGNAL TRANSDUITS.

Le signal est échantillonné et l'horloge restituée 1200Hz, définit le moment de mesure de sa phase. Pendant un élément de temps  $1/1200^S = 833 \mu s$ , il y a 12 périodes de 14,4 KHz en l'absence de saut de phase. Un saut de phase décale le signal de  $\Delta \phi = K \times 90^\circ$ . Cependant le saut de phase est "lissé" par les filtres du Modem, ce qui fait que pendant une durée légèrement inférieure à  $1/1200^S = 833 \mu s$ , le signal reçu après "échantillonnage" présente 12 périodes entières, tandis que le signal sortant du modulateur, ou le signal local de référence sont en retard de  $\Delta \phi$ . (Voir le chronogramme).

Le diagramme montre bien qu'au moment de la mesure, le signal local de référence a une phase de  $360^\circ - \Delta \phi$ . Il suffit donc de créer ce signal de référence à partir d'un signal 115,2Khz par une division par 8 en le remettant à zéro à chaque début de période de Comptage.

a) Déclencheur

C'est le circuit qui détermine l'instant du début de la mesure de la phase. Suivant les normes du CCITT, il y a un saut de phase tous les  $1/1200^{\text{s}}$ . Cette mesure de phase se fait au front descendant du signal 1200/90° (signal 1200Hz déphasé de 90°).

b) Differentiateur de synchro-porteuse.

Quand une transition se présente à l'horloge de la première bascule de SN 74 73/F, la deuxième bascule fournit une impulsion de déclenchement synchrone avec le signal de l'oscillateur à Quartz.

c) Chaîne de division.

Constituée du circuit SN 74 L 93/J, contenant 4 bascules JK, elle fournit un signal de fréquence égale à 115,2 Khz par une division de  $16^{\text{du}}$  signal 1,8432 Mhz. La fréquence de ce signal est égale à huit fois la fréquence 14,4Khz.

d) Circuit de correction.

Ce circuit est constitué des SN 7474/M et SN 7474/I et des portes NAND. Il permet une correction du signal 115,2Khz et n'entre en jeu que lorsque la phase du signal 115,2 Khz présente un écart important par rapport au signal de déclenchement. Il synchronise le signal de fréquence 115,2 Khz avec le signal de déclenchement.

e) Système de mesure de phase.

- Compteur de mesure.

Il est constitué des circuits SN 74 74 /S et SN 74 74/R ; ils divisent le signal de fréquence 115,2 Khz par 2 (pin 5) par 4 (pin 9) et ensuite par 8 (pin 5 du 74 74/R).

Entre deux mesures successives, le signal transposé effectue un nombre entier de période, par contre le signal délivré la division par 8, lui manquera  $4 \phi$  pour arriver au même résultat. Il en résulte qu'au moment de la lecture le signal de fréquence 115,2Khz coïncide avec le moment du saut de phase. (Voir Chronogramme).

- Impulsion de marquage.

Les impulsions ont une fréquence de 1200 Hz, elles permettent de déclencher l'ordre de mesure et aussi d'enregistrer et d'initialiser le compteur de mesure.

Dès que l'impulsion de marquage se termine, l'impulsion d'effacement commence. (Voir figure).

- Décodeur.

Les bits à l'émission ont été codés suivant le code Gray. Ce décodeur fera la fonction inverse, il réalisera donc une conversion de code (du code Gray en binaire pur).

Décimal	Gray		binaire	
	Q3	Q2	S1	So
0	0	0	0	0
1	0	1	0	1
2	1	1	1	0
3	1	0	1	1

On remarque que  $S_1 = Q_3$

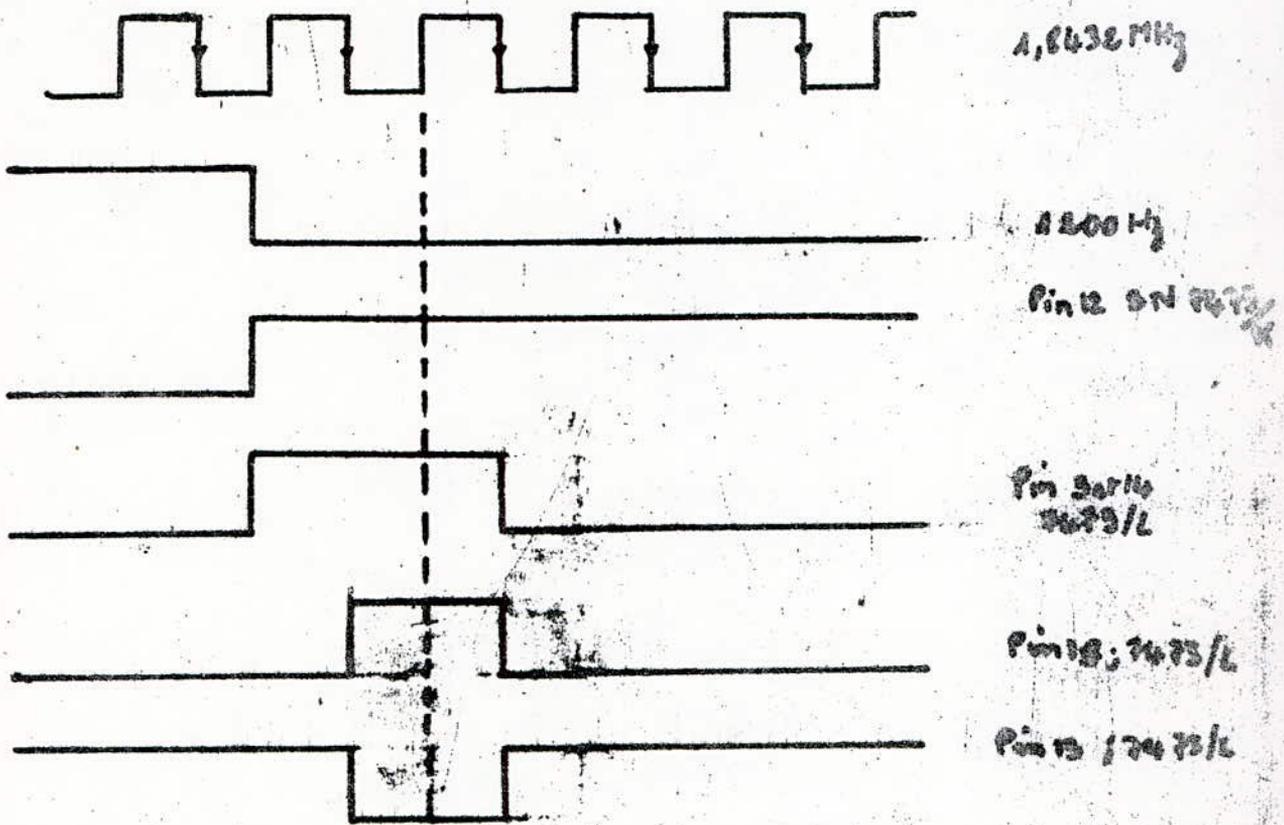
$S_0$  est donné par la table de Karnaugh.

	Q2		
Q3	0	1	
0	0	1	
1	1	0	
			S0

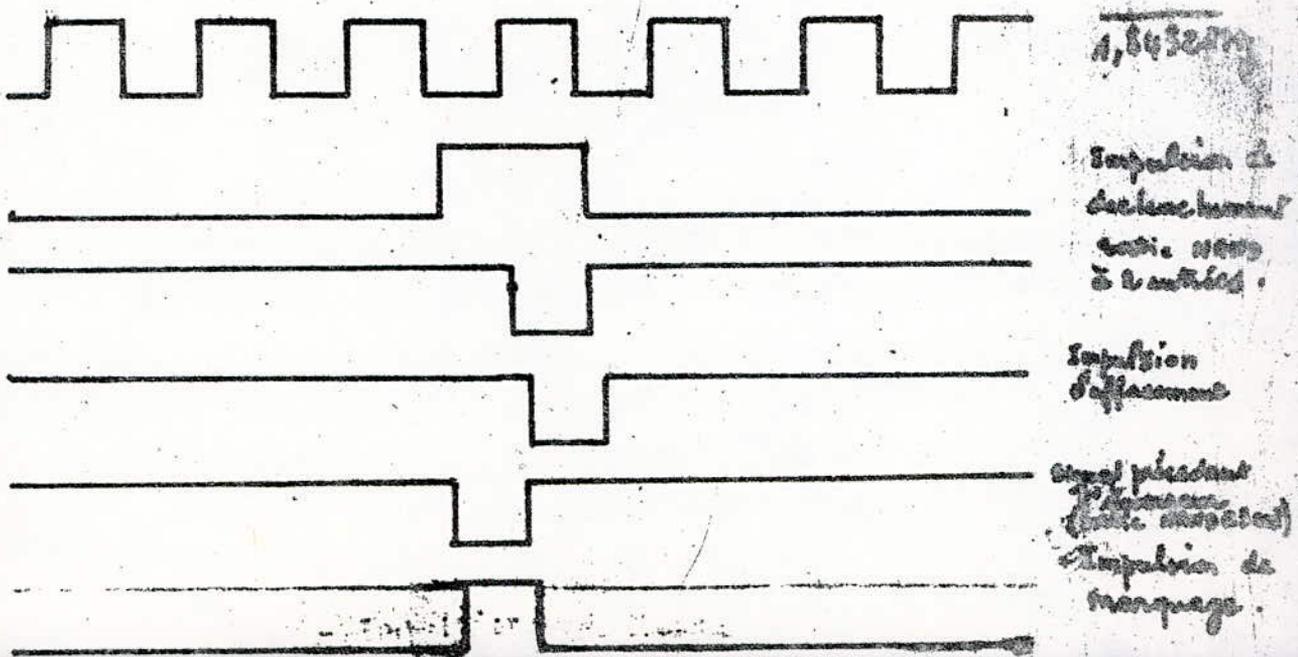
$$S_0 = Q_2 \overline{Q_3} + Q_3 \overline{Q_2} = Q_2 \oplus Q_3$$

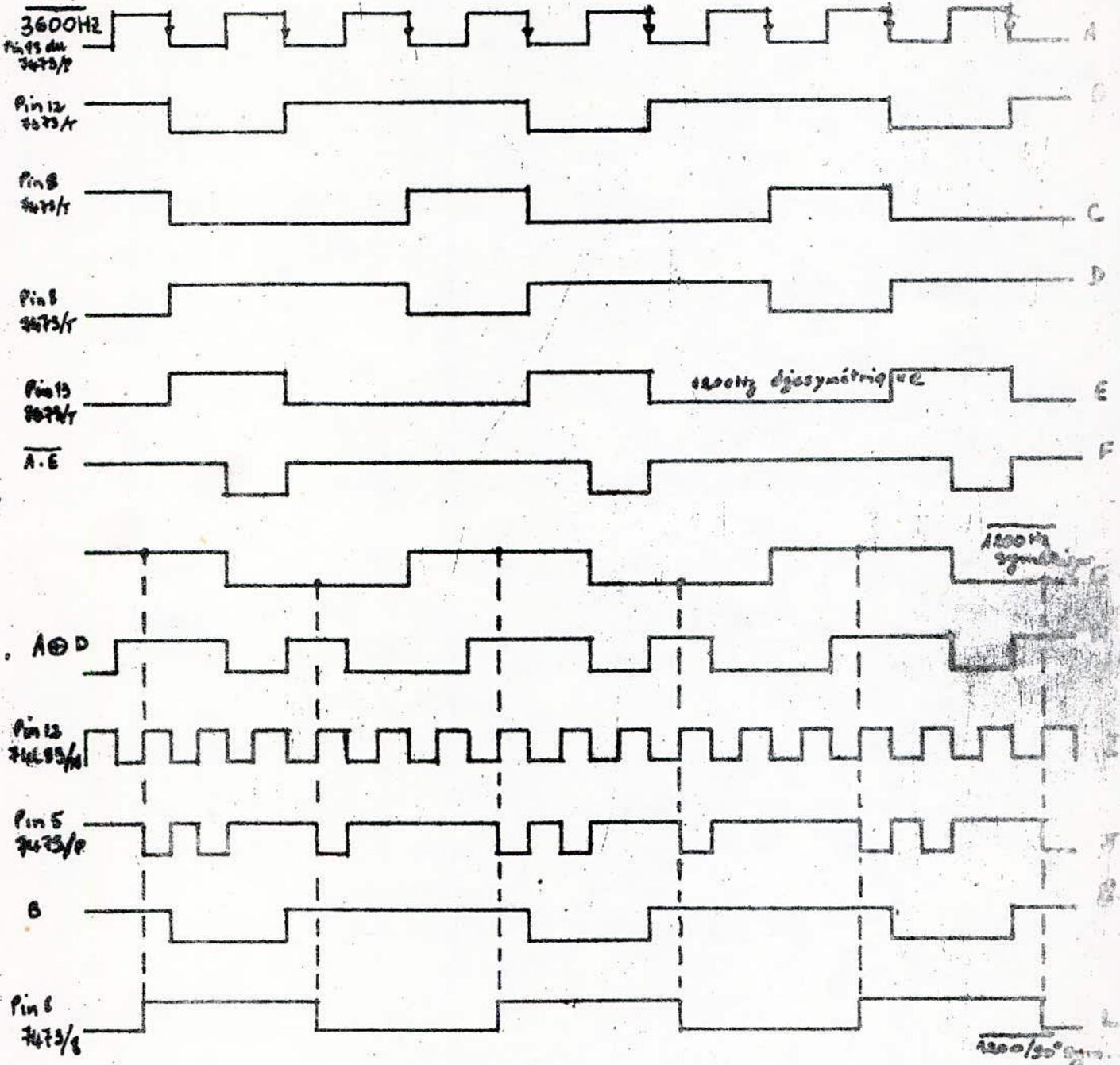
- Registre parallèle-série.

Le SN 74 94 est un registre à 4 étages faisant la fonction d'une Conversion parallèle-série. Les données entrent en parallèle dans le registre au rythme de l'horloge 2400Hz et sortent en séries et ainsi on a les données reçues.

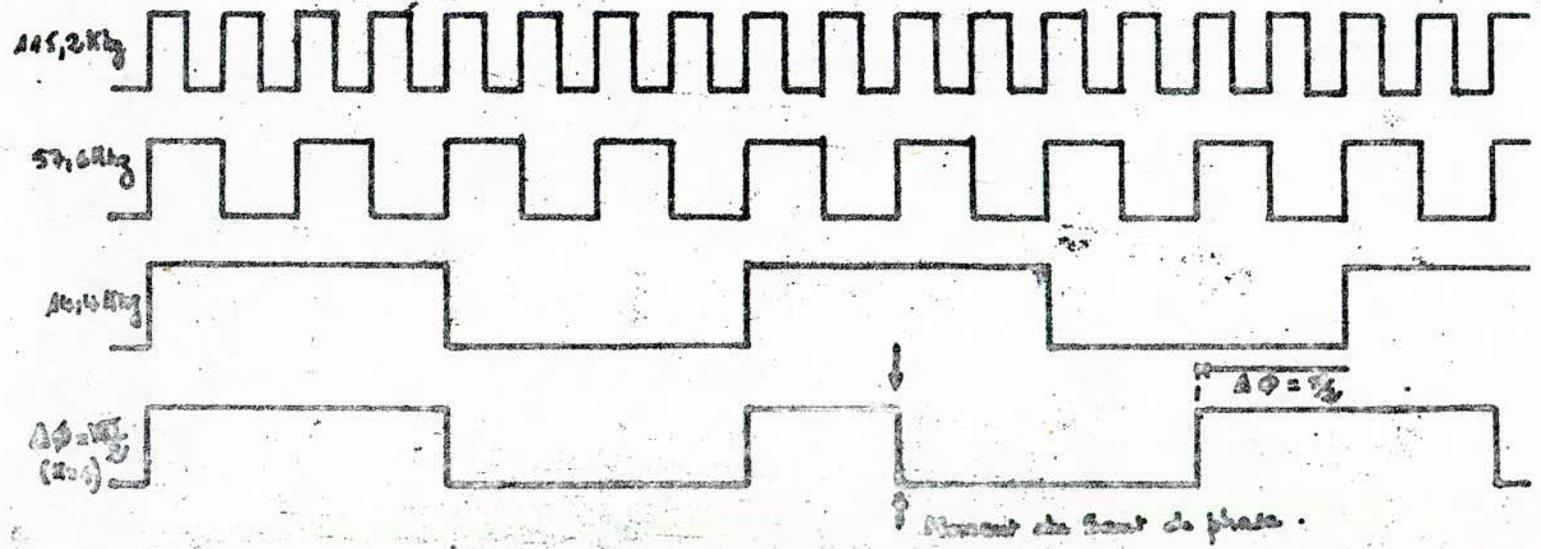
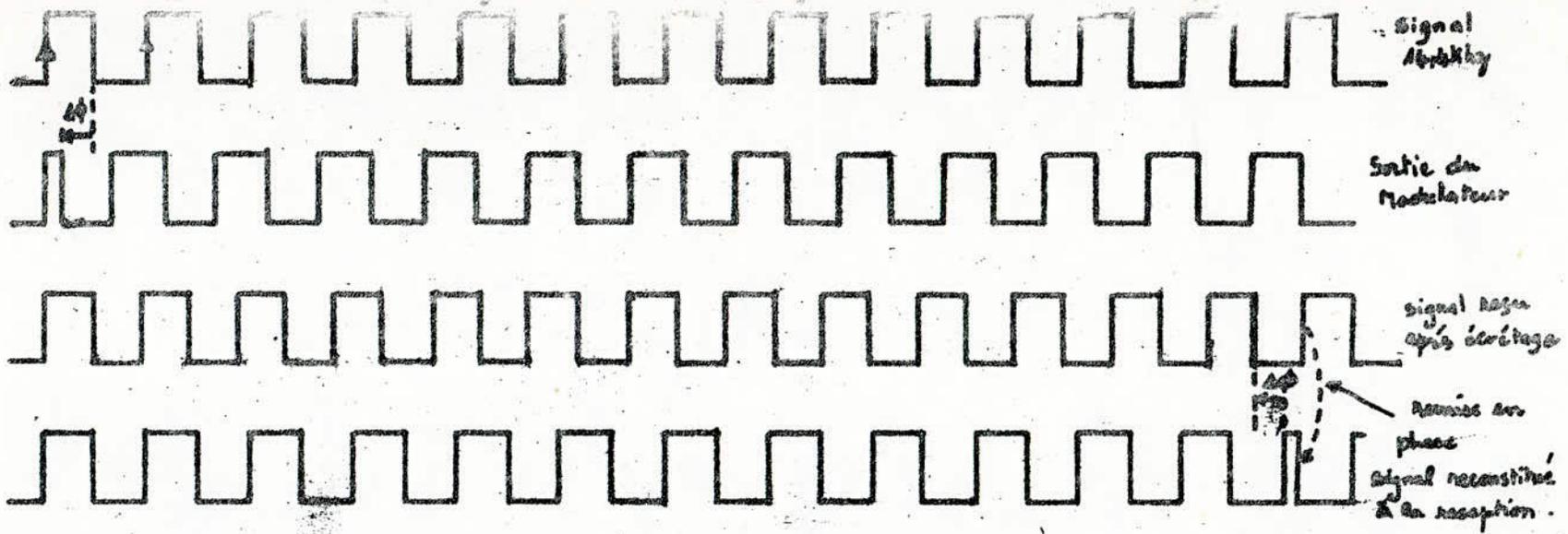


- Suppression d'un front de 1,8438 MHz .





- Division par 3, Symétrisation, déphasage de 90°



— Court de phase.

### III. -§ DETECTION DE LA PORTEUSE.

Elle nous indiquera grâce à une diode lumineuse (LED) qui s'allumera, s'il y a existence d'un signal en ligne arrivant à la réception. Cette détection s'effectue après que le signal soit amplifié. La diode effectue un redressement simple alternance, le condensateur se charge pendant que l'amplitude de l'alternance positive croît et se décharge dans la résistance R quand l'amplitude décroît. Ceci nous donne une tension moyenne  $V_{\text{moyen}}$  égale à peu près  $0,75 V_{\text{max}}$ .

Une tension fixe est appliquée à la borne plus de l'amplificateur qui est une tension de référence. Cette tension de référence permet une comparaison avec la tension moyenne du signal. Elle est variable et grâce au potentiomètre elle peut-être fixée à une valeur désirée que l'on veut détecter.

En effet lorsque la tension du signal est supérieur à la tension de référence, la tension est amplifiée, ce qui donne une tension de sortie négative du fait que l'amplificateur est monté en inverseur. Cette tension attaque la LED qui est polarisée en direct et la diode qui ne demande qu'un courant faible s'allume.

Si par contre la tension du signal est inférieure à la tension de référence, en sortie nous aurons une tension positive et la diode est bloquée d'où elle s'éteint pour indiquer que le signal en ligne est faible ou n'existe pas.

### RESULTATS

La courbe de réponse du filtre de fréquence centrale 14,4Khz n'est pas celle désirée et présente un pic dans la bande passante. A partir des valeurs des composants trouvées théoriquement, on est passé à la réalisation mais les valeurs disponibles utilisées ne sont qu'approximatives. Ce qui ne nous a pas amené à des résultats désirés. Alors, on procède à un réajustement des valeurs pour se rapprocher du but fixé. Au départ, la fréquence centrale était décalée et la bande passante étroite. Chaque cellule est alors déconnectée pour être réglée sur sa fréquence centrale; seulement la bande passante ainsi que le gain change, d'où un compromis.

Grâce à une valise test existant au C.N.I. on a pu mettre à l'épreuve cette carte. Pour cela une carte émission était nécessaire et celle d'un modem 2400 b/s de RACAL - MILGO a pu être utilisée. La valise test permet d'envoyer des séquences 0 ; 1 ; 1/3 ; 1/7.

Par exemple la séquence 0 est une donnée constituée des états 0, ~~la~~ séquence 1/1 est constituée alternativement des états 1 et 0 etc...

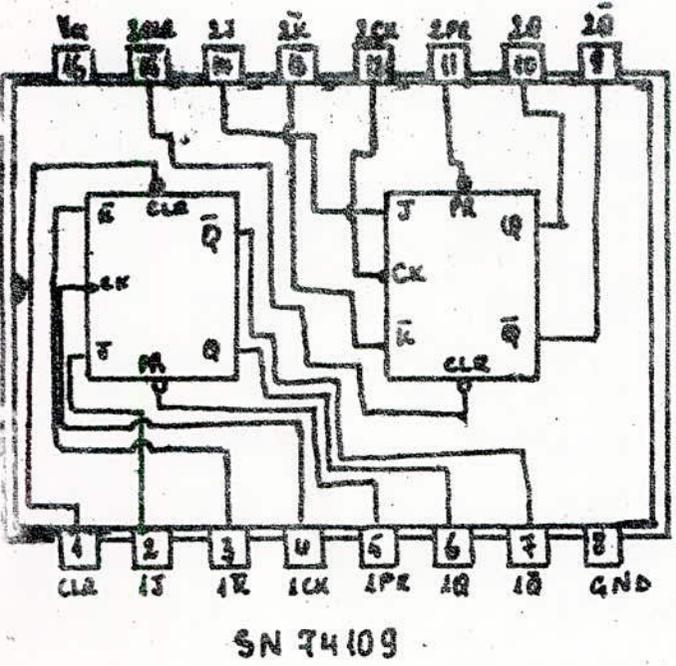
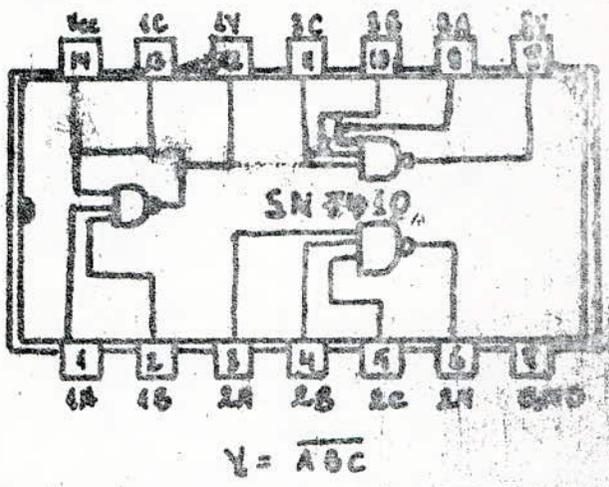
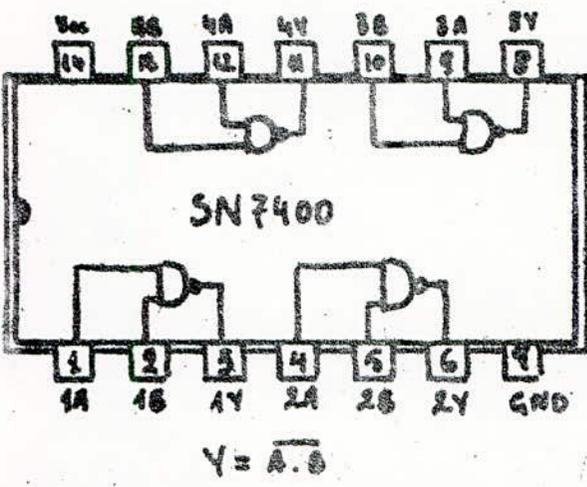
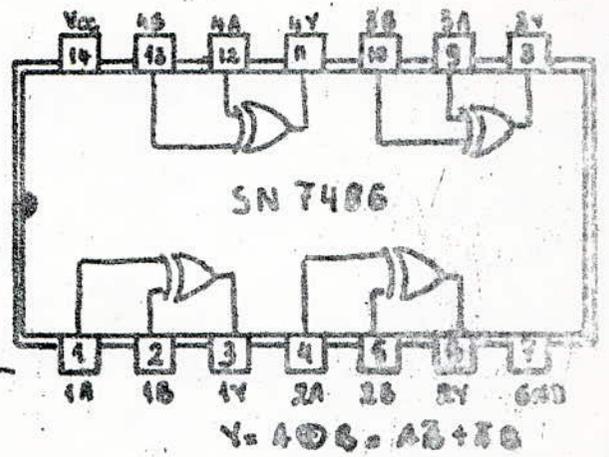
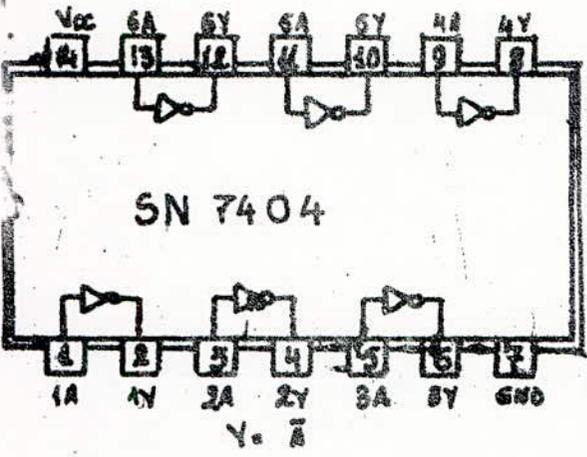
Certaines de ces séquences ont donné un résultat satisfaisant, celles ci sont les séquences 0, la séquence 1/1 et la séquence 1/3. Par contre les séquences 1 et 1/7 contiennent à la réception des scintillements importants ce qui rend les données reçues inexploitable. Ce défaut est lié à la qualité du rythme d'échantillonnage prélevé du signal de données reçues. Celui-ci en effet présente des distorsions trop importantes lorsque les données ne possèdent pas un grand nombre de transitions. C'est la raison pour laquelle, dans l'interprétation des signaux démodulés, le rythme d'échantillonnage lui même n'est pas utilisé du fait qu'il présente un scintillement important. On utilise à sa place une horloge extraite de l'oscillateur, de même fréquence, qui se cale sur la valeur moyenne grâce à une boucle asservie en phase et ainsi on arrive à éliminer la grande partie des scintillements.

#### CHAPITRE IV. CONCLUSIONS

La carte réception est composée d'une partie analogique et d'une partie logique. Les circuits utilisés sont représentés par des lettres A, B, C, ..... et permet ainsi une localisation sur la maquette. Les circuits utilisés sont représentés par des rectangles en indiquant les pins utilisés afin de ne pas encombrer le schéma général.

La partie analogique est constituée essentiellement de filtres actifs ; Celui ayant une fréquence centrale  $f_0 = 14,4\text{Khz}$  est le plus mauvais et nécessite une amélioration. Si cette amélioration s'avère difficile, il faudrait le réaliser uniquement avec des éléments passifs.

Le C.N.I. envisage de créer une industrie de modems au niveau national, afin de permettre une amélioration de la réception des données de ce modem, ce qui constituerait la suite de ce travail, il serait utile d'y ajouter à cette carte un égaliseur pour corriger les distorsions d'amplitude ou du temps de propagation de groupe qui sont à l'origine des interférences entre symboles successifs. Cette égalisation pourra être réalisée par un traitement numérique sur les échantillons distordus et s'apparente au filtrage par filtres correcteurs. On pourrait aussi ajouter un débrouilleur qui sera utilisé lorsqu'un brouilleur existe à l'émission. Celui-ci aura à <sup>fournir</sup> une séquence <sup>de</sup> pseu-aléatoire identique à celle du brouilleur pour permettre de créer un grand nombre de transitions dans le cas où la suite des états est identique et de longue durée.

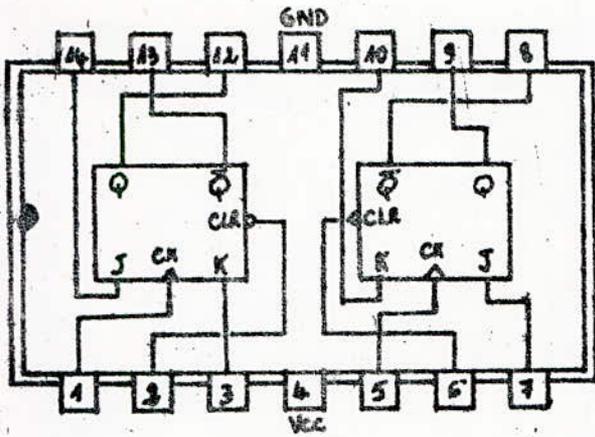


Function Table

PULSE	INPUTS				OUTPUTS	
	CLR	CLK	J	K	Q	Q'
L	H	X	X	X	H	L
H	L	X	X	X	L	H
L	L	X	X	X	H*	H*
H	H	↑	L	L	L	H
H	H	↑	H	L	H	L
H	H	↑	L	H	L	H
H	H	↑	H	H	H	L
H	H	L	X	X	H	L

H\* = etat non stable.

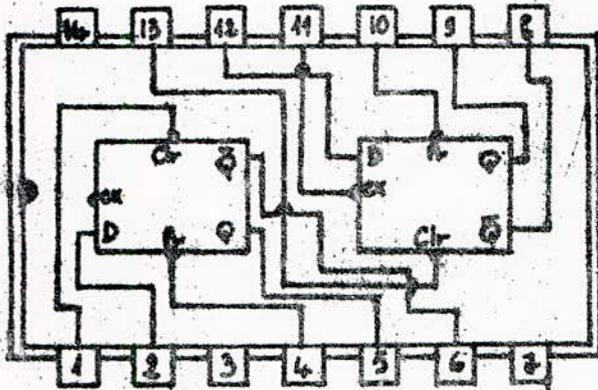
toggle : changement d'etat.



- SN 7473

- Table de fonction

INPUTS				OUTPUTS	
CLEAR	CLOCK	J	K	Q	$\bar{Q}$
0	X	X	X	0	1
1		0	0	Q <sub>0</sub>	$\bar{Q}_0$
1		1	0	1	0
1		0	1	0	1
1		1	1	chgt	d'état



- SN 7474

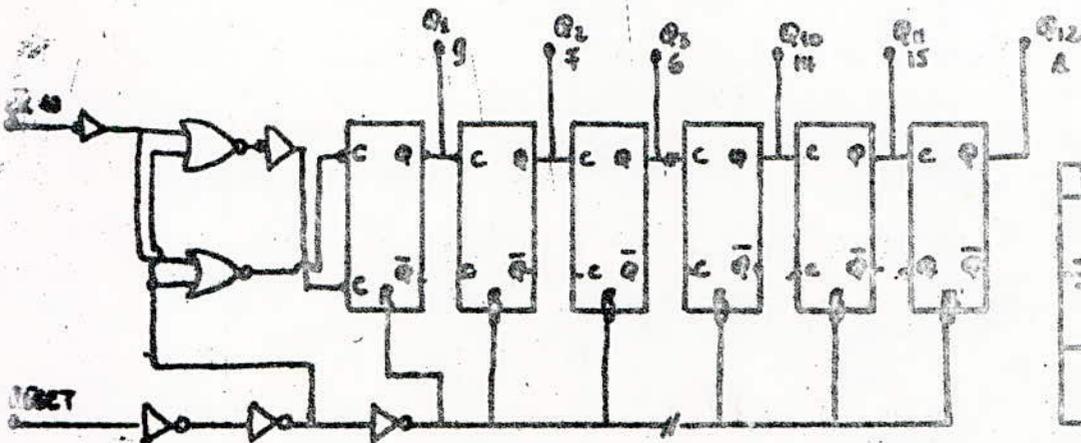
INPUTS				OUTPUTS	
Preset	Clear	Clock	D	Q	$\bar{Q}$
0	1	X	X	1	0
1	0	X	X	0	1
0	0	X	X	1°	1°
1	1		1	1	0
1	1		0	0	1
1	1	0	X	Q <sub>0</sub>	$\bar{Q}_0$

1°: état instable

- Table de fonction

	Min	Nom	Max
Vcc	4,75	5	5,25
T°	0°C		70°C

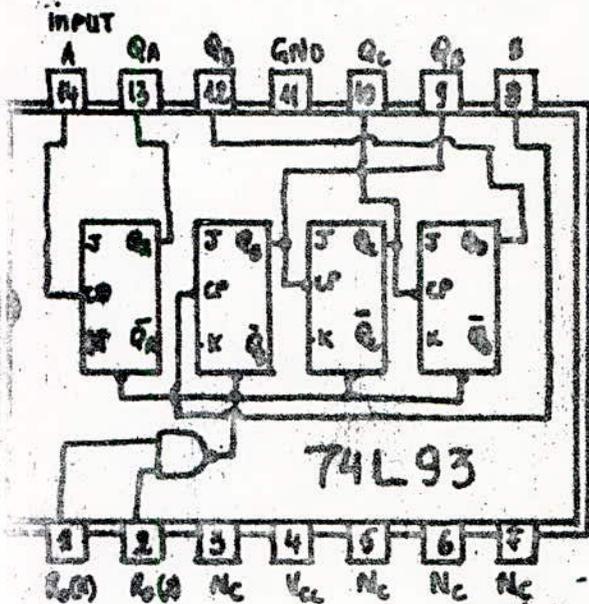
- MC 14040



TRUTH TABLE

RESET	OUTPUT	DESCRIPTION
0	0	No change
0	0	advance count
X	1	no output are low

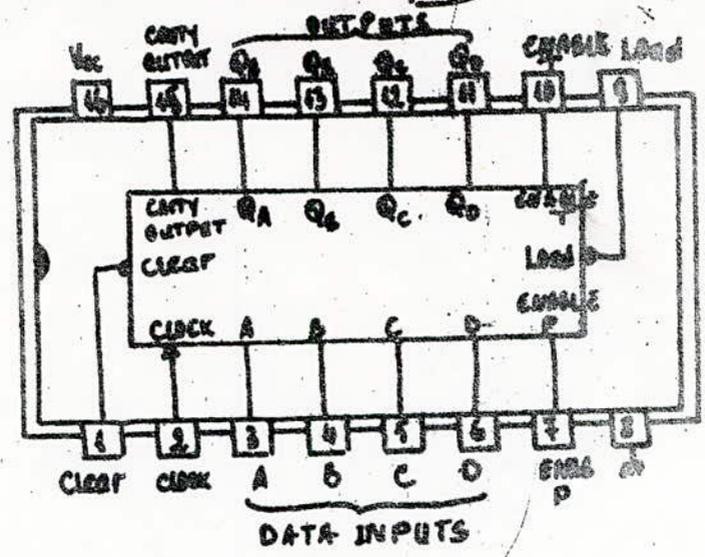
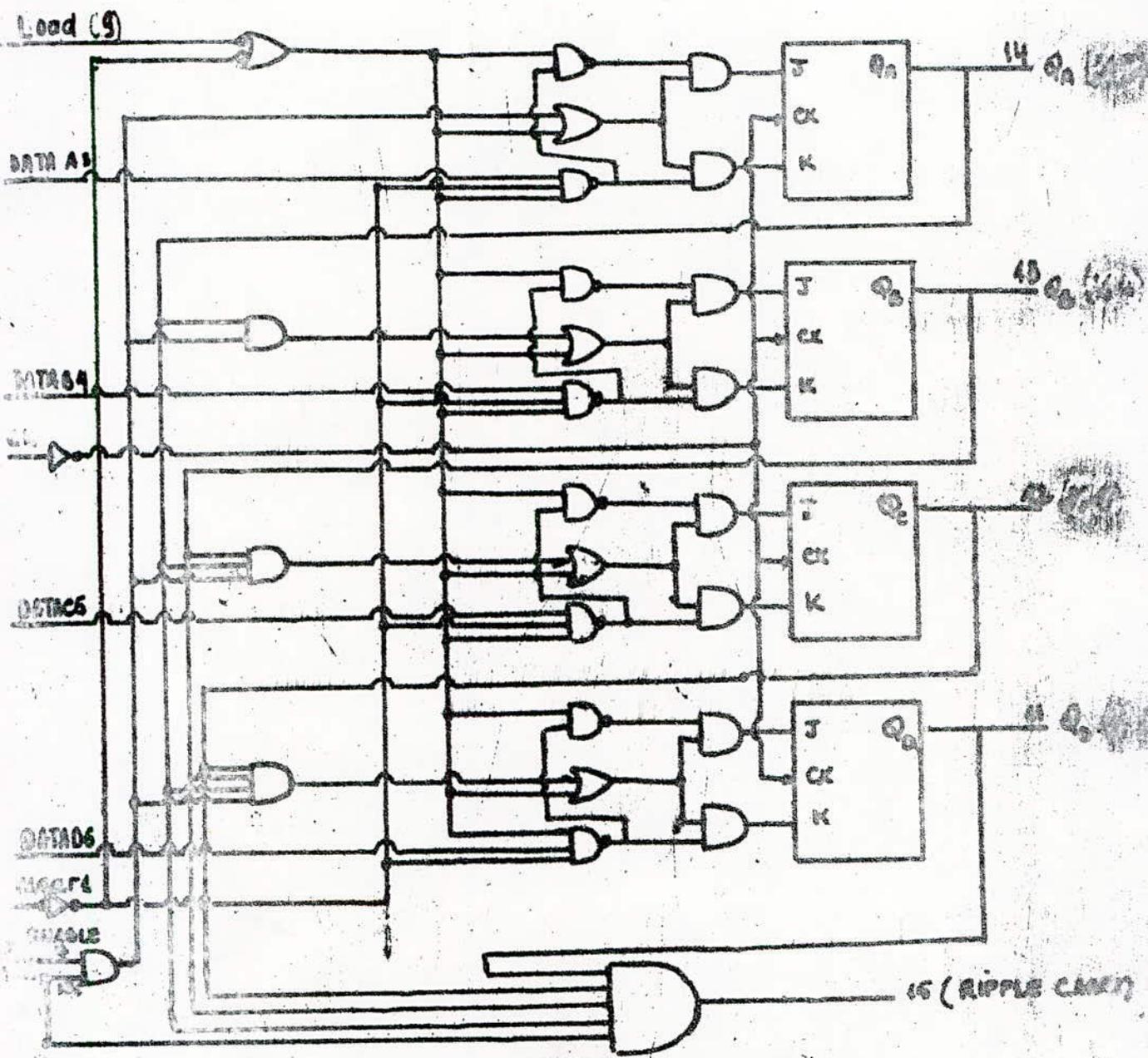
X = Don't Care.



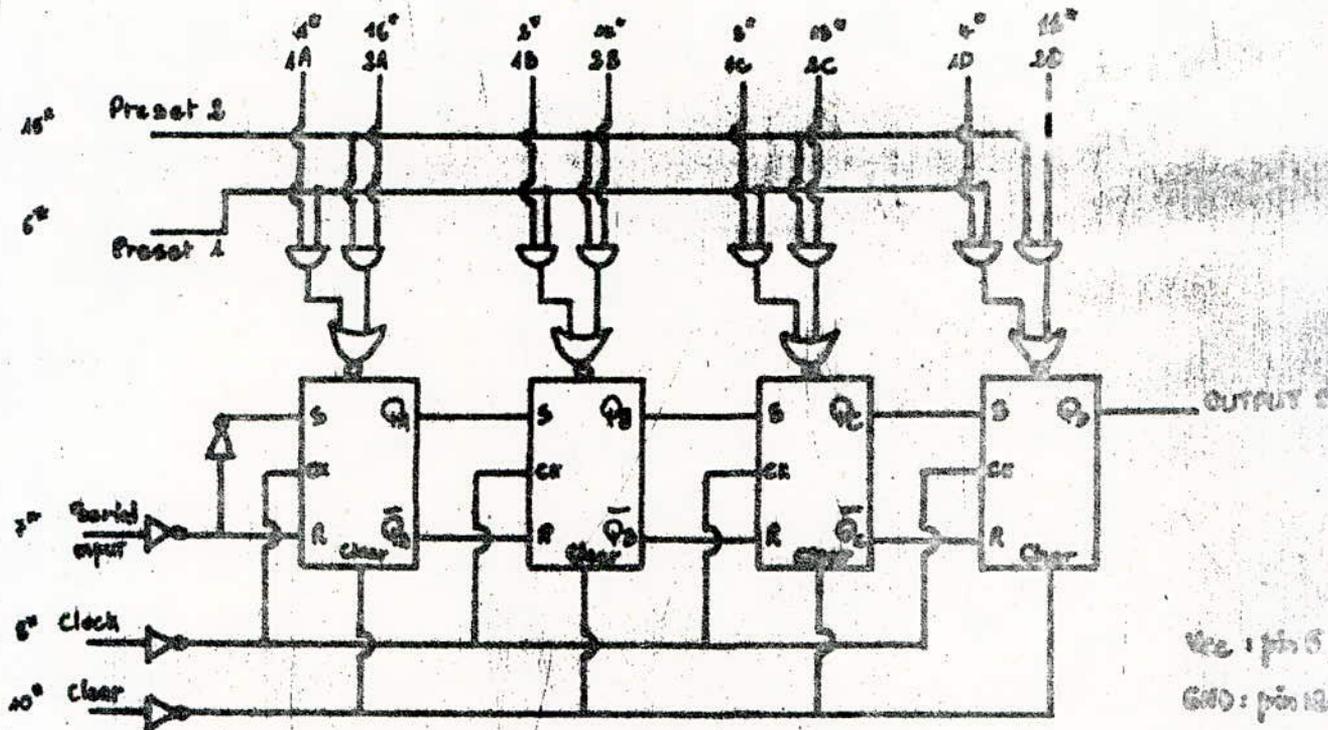
COUNT	OUTPUT			
	Q0	Qc	Qb	QA
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	1	0	0
11	1	1	0	1
12	1	1	1	0
13	1	1	1	1
14	1	1	1	1
15	1	1	1	1

RESET COUNT. FUNCTION TABLE

RESET INPUTS		OUTPUT			
R0(A)	R1(A)	Q0	Qc	Qb	QA
H	H	0	0	0	0
L	X	COUNT			
X	L	COUNT			



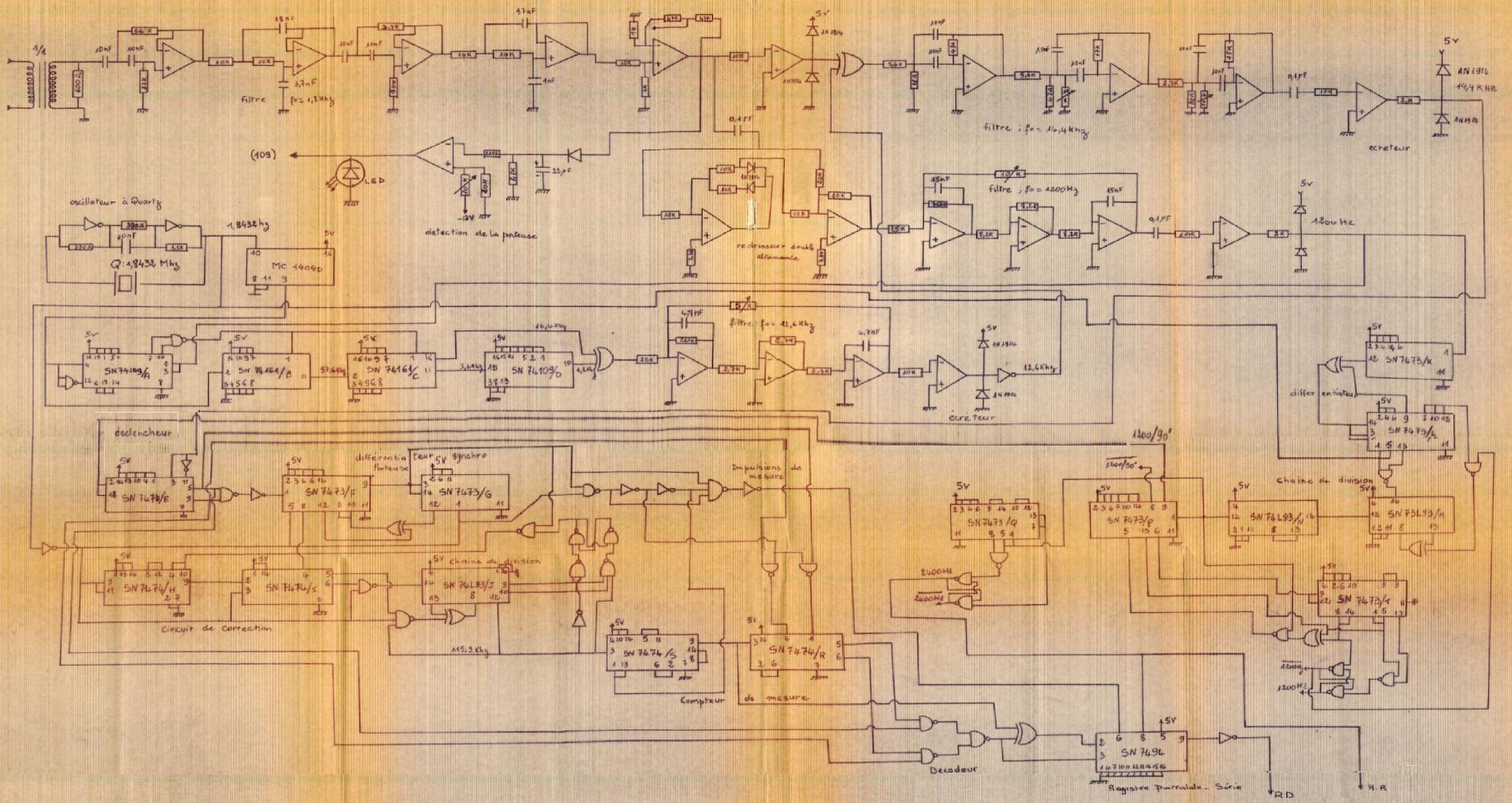
SN 74461



o. représente le numéro de la pin

SN 7494

PRESET INPUTS		INTERNAL PRESETS		INPUTS			INVERTING OUTPUTS								
PE <sub>1</sub>	P1A	PE <sub>2</sub>	P2A	PRESET A	A	B	C	D	clear	clock	serial	Q <sub>A</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>D</sub>
0	X	0	X	1 (A)	1	1	1	1	1	X	X	0	0	0	0
0	X	X	0	1 (B)	0	0	0	0	0	X	X	1	1	1	1
X	0	0	X	1 (C)	1	1	1	1	0	0	X	Q <sub>A0</sub>	Q <sub>B0</sub>	Q <sub>C0</sub>	Q <sub>D0</sub>
X	0	X	0	1 (D)	0	1	0	1	0	0	X	1	Q <sub>B0</sub>	1	Q <sub>D0</sub>
1	1	X	X	0 (A)	1	1	1	1	0	↑	1	1	Q <sub>A0</sub>	Q <sub>B0</sub>	Q <sub>C0</sub>
X	X	1	1	0 (A)	1	1	1	1	0	↑	0	0	Q <sub>A0</sub>	Q <sub>B0</sub>	Q <sub>C0</sub>



**MODEM 2400 b/s**  
 . CARTE RECEPTION.

Sujet Proposé par : M<sup>r</sup> B. BOUADJENAK  
 Réalisé par : M<sup>r</sup> L. GUERMOUZ

PROMOTION : JANV. 83