

32/82
20x

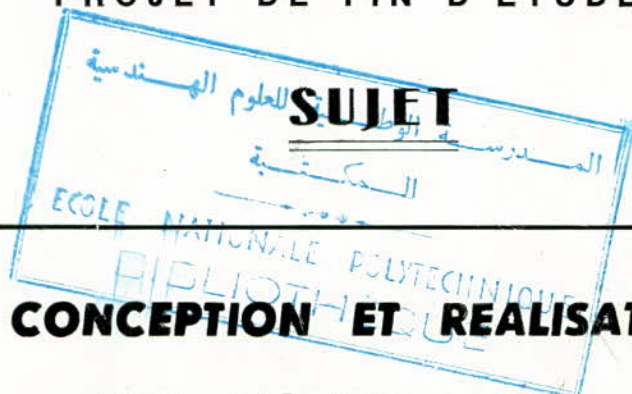
Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

Département d'Electronique et d'Electrotechnique

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

»O«

PROJET DE FIN D'ETUDES



CONCEPTION ET REALISATION

D'UN MODEM 300 bits/s



Proposé par :

Mr : IVANOV IVAN L.
(Dr. Ingénieur)

Mr : LAHLOU M.
(Chef du dép. Télét. CNI)

Etudié par :

KANSO R.

ABANOU A. X

Promotion Juin 82

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

Département d'Electronique et d'Electrotechnique

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

»O«

PROJET DE FIN D'ETUDES

السنة
SUJET

ECOLE NATIONALE DE TECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

CONCEPTION ET REALISATION

D'UN MODEM 300 bits/s

Proposé par :

Mr : IVANOV IVAN L.
(Dr. Ingénieur)

Mr : LAHLOU M.
(Chef du dép. Télét. CNI)

Etudié par :

KANSO R.

ABANOU A.

Promotion Juin 82

REMERCIEMENTS

NOUS TENONS A REMERCIER NOTRE PROMOTEUR MONSIEUR IVANOV.IVAN L, POUR
SON AIDE ET SES PRECIEUX CONSEILS AINSI QUE MMrs LAHLOU M CHEF DE
DEPARTEMENT TELEINFORMATIQUE (CNI) ET BOUADJENEK B RESPONSABLE EQUIPEMENT
TELEINFORMATIQUE , POUR NOUS AVOIR AIDE PENDANT TOUTE LA REALISATION DE
CE TRAVAIL .AINSI QUE TOUS LES MEMBRES DU LABORATOIR TELEINFORMATIQUE.
COMME NOUS EXPRIMONS TOUTES NOS GRATITUDES A TOUS NOS PROFESSEURS QUI
ONT CONTRIBUES DE PRES OU DE LOIN A NOTRE FORMATION .

ABANOU ALI

KANSO RACHID

DEDICACES

-A LA MEMOIRE DE MON PERE

-A MON FRERE AMHAMMED POUR TOUS SES SACRIFICES

-A MESSAOUD MA MERE ET TOUTE MA FAMILLE .

-A AHMED ,SMAIL ET MES AMIS .

ALI

-A MES PARENTS

-A TOUS MES FRERES ET SOEURS

-A TOUS MES AMIS .

RACHID .

TABLE DES MATIERES

-CHAPITRE I

- I-1 Introduction
- I-2 Notions theoriques .
 - I-2-1 Mode de transmission asynchrone .
 - I-2-2 Rapidite de modulation .
 - I-2-3 Qualite de transmission .
 - I-2-4 Defaut et limitation du reseau telephonique .
 - I-2-5 Le bruit en transmission FSK .
 - I-2-6 Le rapport signal sur bruit S/B en FM .
 - I-2-7 CONCLUSIONS .

-CHAPITRE II

- II-1 Principe de la transmission .
- II-2 Equipement de transmission .
- II-3 Caracteristiques du MODEM normalise .
- II-4 Le MODEM 300 bits/s .
- II-5 Caracteristiques thechniques du MODEM 300 bits/s .
- II-6 Principe d'etablissement d'une liaison .

-CHAPITRE III

- III-LES DIFFERENTS ETAGES DU MODEM .
 - III-1 La modulation .
 - III-2 Les filtres de voies .
 - III-3 La demodulation .
 - III-4 Le duplexeur .
 - III-5 Le Circuit d'occupation ligne .
 - III-6 Les circuits d'adaptation, de blocage et de retard .
 - III-7 La reponce automatique .
 - III-8 Les amplificateurs d'emission et de reception ;.

-CHAPITRE IV

- IV-1 Description du shema general .
- IV-2 Disposition des etages sur la carte du circuit imprime .
- IV-3 Verification du bon fonctionnement et mise en service du MODEM .
- IV-4 Conclusions generales .
- IV-5 Bibliographie .

I - 1 Introduction :-

Depuis les premiers temps l'homme a rencontré le besoin de communiquer avec des personnes éloignées .

Ses efforts et avec l'évolution de la technologie ont fini par le mettre sur la voie des télécommunications . L'électronique s'introduit dans tous les domaines , la radio électrique fait de grands pas, les exigences de l'homme qui deviennent de plus en plus nombreuses forment un tout pour un développement rapide de la technologie, dont celle de l'information .

L'apparition de techniques de transmissions souples et économiques favorisa le développement de la connexion des systèmes de traitement à des lignes téléphoniques. C'est ainsi qu'il est possible aujourd'hui d'avoir des liaisons entre deux organes de traitement (deux ordinateurs) à l'aide de méthodes de codage et de modulation quelque soit la nature et le contenu du signal .

L'échange d'informations entre les différents organes de traitement se trouvant à distance, géographiquement, nécessite l'existence d'un moyen de transfert entre eux, Capable de faire toutes les opérations avec les meilleures performances d'une part, et avec les moindres exigences d'autre part .

Etant vu l'existence du réseau téléphonique et l'importance de sa répartition géographique, qui relie les différents lieux géographiques, sa souplesse, il est donc intéressant de l'exploiter afin de relier nos différents organes de traitement tout en respectant les consignes des P et T ?

Cette intégration entre les systèmes télécommunications et informatiques crée le domaine téléinformatique.

- La transmission entre les différents systèmes de traitement implique l'existence d'interfaces constitués essentiellement de MODEM qui sera l'objet de ce travail.

1 - 2 : Notions théoriques sur la transmission des données :

Avant de présenter les caractéristiques et le modèle réalisé il est nécessaire de définir les différentes notions théoriques sur lesquelles ce travail s'est basé/

Soit un terminal A transmet vers un terminal B un ensemble (... , ci , ci + 1 , ...) de caractères d'informations chaque caractère est représenté par un ensemble de symboles binaires conforme aux codes internationaux (DCB, ASCII, ...) tel que $C_i = (d_i^1, \dots, d_i^n)$ $d_i^j \in \{0,1\}$.

Le terminal A délivre ses caractères en série accolés les uns aux autres en une succession régulières dans le temps des symboles binaires.

$$\begin{array}{ccccccc}
 n & & 1 & & n & & 1 \\
 d_{i-1} & ; & d_i & , \dots , & d_i & ; & d_{i+1} , \dots \\
 C_{i-1} & & C_i & & C_{i+1} & &
 \end{array}$$

Les états des zéros et un correspondent aux deux valeurs de tension (-V et + V).

1 - 2 - 1 : Mode de transmission asynchrone :

Le mode de transmission asynchrone est utilisé dans le cas des transmissions à faible débit où l'instant d'émission de chaque caractère ou bloc de caractère est fixé arbitrairement.

- 5 -

L'instant d'émission de chaque caractère ou bloc de chaque signal représente un élément binaire à l'intérieur d'un caractère ou d'un bloc, et calé sur les instants significatifs d'une base de temps donnée.

La figure (II - 1) représente un message de donnée asynchrone.

La synchronisation dans ce mode de transmission se fait par reconnaissance des signaux de départ (Start) et des signaux d'arrêt (Stop) qui ne portent aucune information et délimite chaque caractère. L'horloge locale à l'émission et à la réception assure la synchronisation des bits.

I - 2 - 2 Rapidité de modulation :

C'est une référence utilisée en transmission asynchrone et exprimée en baud.

Si Δ est la durée en seconde de l'intervalle significatif le plus court séparant deux instants significatifs successifs. La rapidité de modulation est égale à $\frac{1}{\Delta}$ bauds.

I - 2 - 3 Qualité de transmission :

Pour une transmission linéaire le signal reçu est le même à celui qui a été émis à un décalage près du à un temps de propagation. Ce qui n'est pas le cas en pratique. Où des distortions affectent le signal transmis.

Il y a deux type de distortion :

a) La distortion braise : Celle-ci caractérise le défaut relatif à des distortion 0 - 1 et 1 - 0 qui seraient affectés en temps de propagation si t_1 et t_0 sont les valeurs moyennes de ces deux temps, T désigne le plus interval séparant deux transitions (durée du bit en pratique) on aura

$d_B = \frac{t_1 - t_0}{T} \%$; La mesure se fait en émetant le signal dit 1/1 constituées des bits 0 et 1 alternés et en effectuant une mesure de rapport de forme

moenne sur le signal restitué.

b) La distortion isochrone : C'est le rapport à l'intervalle T des différentes mesures, prises en valeurs absolues entre les intervalles réels qui séparent deux instants significatifs quelconques et les intervalles théoriques correspondant si d_a et d_r sont les valeurs maximales des distortions individuelles (avance et retard)

La distortion isochrone $C = d_r - d_a = l d_r l + l d_a l$

$$\text{et } C = \frac{t - t'}{T}$$

La figure (II-2) représente la distortion biaise et isochrone.

I - 2 - 4 Défaut et limitation du réseau :

Le réseau téléphonique ne prend en considération que la transmission de la parole dont l'oreille est tolérante aux distortions de phase ce qui n'est pas le cas pour la transmission des données (téléinformatique)

soit un signal $A \sin wt$ émit, à la réception on aura $KA \sin (wt - \phi)$ avec K coeff. d'atténuation en fonction de la fréquence et l'affaiblissement

$A(f) = -20 \log |K(f)|$ soit

$$V e^{j\omega t} \frac{\text{ligne}}{\text{de transmission}} |K(f)| e^{-j\phi(f)} |V e^{j\omega t}|$$

La quantité $|K(f)| e^{j\phi(f)}$ représente le gain complexe du filtrage linéaire introduit par la ligne de transmission.

Dans le cas d'une ligne homogène on peut écrire :

$$|K(f)| = e^{-\alpha(f)l} \text{ avec } \phi(f) = \beta(f)l \quad l = \text{longueur de la ligne}$$

On peut exprimer l'exposant linéaire d'atténuation complexe par $Y(f) = \alpha(f) + j\beta(f)$

Une ligne peut être représentée par la mise en série d'une infinité de quadripole (fig. II-3) avec R, L, C, G, respectivement résistance, inductance

capacité linéaire et la perdite on démontre que $Y = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$

Cette demonstration est faite a partir de la resplution de l'equation des telegraphistes dans le cas d'une ligne de transmission .

De la figure II-3 et en appliquant la loi de kirchoff aux noeuds on a :-

$$- \frac{\partial i}{\partial x} dx = C \frac{\partial v}{\partial t} dx + GV dx$$

La loi d'ohm appliquee au contour MM'N4NM donne :- $\frac{1}{4}R dx i + \frac{1}{4}L dx \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{1}{4}L dx$

$$- \frac{i}{t} + \frac{1}{4}R dx i + v + \frac{\partial v}{\partial x} dx + \frac{1}{4}R dx i + \frac{1}{4}L dx \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{1}{4}L dx \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{1}{4}R dx - v = 0$$

$$\text{ou } Ri dx + L \frac{\partial i}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial x} dx = 0$$

on peut donc ecrire pour v et i en fonction de x

$$- \frac{\partial i}{\partial x} = Gv + C \frac{\partial v}{\partial t} \quad (1)$$

$$- \frac{\partial v}{\partial x} = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \text{ donnent } \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + (RC + LG) \frac{\partial v}{\partial t} + RGv \quad \text{equation des telegraphistes}$$

Pour des signaux sinusoidaux on peut ecrire :-

$$(3) \text{ avec } i = Ie^{j\omega t} \text{ et } v = Ve^{j\omega t}$$

$$(4)$$

et avec $Z = R + j\omega L$ et $g = G + j\omega C$ (3) et (4) donnent

$$-dV = z I dx \quad (5)$$

$$-dI = g V dx \quad (6)$$

$$\text{en posant } Zc = \sqrt{\frac{z}{g}} \text{ on a } dV + Zc dI = -\sqrt{zg} (V + Zc I) dx$$

$$dV - Zc dI = \sqrt{zg} (V - Zc I) dx$$

$$\text{posons } V + Zc I = U, \quad V - Zc I = U' \text{ et } \gamma = \sqrt{zg}$$

$$U \text{ et } U' \text{ determines par } -dU = U dx, \quad dU' = \gamma U' dx \text{ et } U = U_0 e^{-\gamma x}, U' = U'_0 e^{\gamma x}$$

Remarque : U et U_0 sont les valeurs de U et U' a l'origine de la ligne .

$$\text{on a encore } V + Zc I = (U_0 + Zc I_0) e^{-\gamma x} \quad (7)$$

$$V - Zc I = (U_0 - Zc I_0) e^{-\gamma x} \quad (8)$$

même remarque pour V_0 et I_0 de (7) et (8) on tire :

$$V = \frac{V_0 + Z_0 I_0}{2} e^{-\gamma x} + \frac{V_0 - Z_0 I_0}{2} e^{\gamma x} \quad (9)$$

$$I = \frac{V_0 + Z_0 I_0}{2Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_0 - Z_0 I_0}{2Z_0} e^{\gamma x} \quad (10)$$

V et I donnent la solution du problème en un point x quelconque l'impédance

$$\text{d'entrée de la ligne } Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = Z_c \frac{Z_e + Z_c \operatorname{th}(\gamma l)}{Z_c + Z_l \operatorname{th}(\gamma l)}$$

avec $Z_l = Z_c = \sqrt{\frac{Z}{G}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$ cas important qui réduit (11) à $Z_0 = Z_c$

impédance d'entrée est égale à l'impédance terminale quelle que soit la

$$\text{longueur de la ligne d'où } Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (12)$$

en tenant compte de $Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = Z_c$

(9) et (10) donnent - $V = V_0 e^{-\gamma x}$ (13) et $I = I_0 e^{-\gamma x}$

V , I varient suivant la même loi et sont fonction de γ avec

$$\gamma = \sqrt{ZG} = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$

Pour I par exemple : $I = I_0 e^{-\gamma x} = I_0 e^{-(\alpha + j\beta)x} = I_0 e^{-\alpha x} (\cos(\beta x) - j \sin(\beta x))$

- et $I = |I_0| e^{-\alpha x} \sin(\beta x)$

a) Un affaiblissement du signal de αx en nepers.

b) Une rotation de phase de βx en radians

d'où $I = |I_0| \sqrt{2} e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x)$

comme c'est une sinusoïde on a : $\omega t = \beta x_a = \pi/2 + 2\pi n$

- on a $x_a = \frac{\omega}{\beta} t - \frac{\pi}{2\beta} - \frac{2\pi n}{\beta}$ et $v =$ vitesse d'onde $= \frac{\omega}{\beta}$

- $\lambda = x_a - x_b = \frac{\omega}{\beta} t - \frac{\pi}{2\beta} - \frac{2\pi n}{\beta} - \left(\frac{\omega}{\beta} t - \frac{\pi}{2\beta} - \frac{2\pi(n+1)}{\beta} \right) = \frac{2\pi}{\beta}$

et $T = \frac{2\pi}{\omega} =$ période du courant.

D'autre part un signal fait intervenir l'ensemble des fréquences de ses

composantes de fourries et si un signal est appliqué à l'instant t_0 à

à l'origine de la ligne de longueur l de phase $w t + \phi_0$, à l'instant t_0 la phase subit un retard $B l$ et devient $w t + \phi - B l$.

Lorsque le signal est rééchantillonné on aura

$$w t_0 + \phi_0 = w t_1 + \phi_0 - B l + 2k \quad \text{et} \quad w(t_1 - t_0) = B l - 2k$$

$$\text{d'où } \frac{dw}{dB} = \frac{1}{t_1 - t_0} \quad \text{soit} \quad \frac{w}{B} = \frac{1}{t_1 - t_0}$$

$$\text{et la vitesse du groupe } v_g = \frac{dw}{dB}$$

Citons ici que dans les cas des cables non chargés (en basse fréquence)

$$Lw \ll R \quad \text{et} \quad G \ll Cw, Z_c = \sqrt{\frac{R}{jCw}} \quad \text{et} \quad \gamma = \sqrt{jrcw} = (1+j) \frac{RCw}{2}$$

$$\text{d'où } \alpha = B = \frac{RCw}{2} \quad \text{affaiblissement proportionnel à}$$

Remarque : Dans le cas des paires chargées par lesquelles on augmente artificiellement L

$$Lw \quad \text{et} \quad B = w \sqrt{LC} \quad \text{et} \quad \alpha = \frac{R}{L} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

d'où l'affaiblissement est inversement proportionnel à L

La figure II-4 représente :

- a) dissortion d'affaiblissement d'une ligne métallique 6/10 d'un cable chargé
- b) dissortion de groupe de deux cables.

1-2-5 : Le bruit en transmission FSK (FM)

Une voie de transmission peut être modélisé par un filtre lineaire de gain $K(f)$ et une source additive de bruit $n(t)$

$n(t)$ est un bruit centré, ganssien, blanc de densité spectrale $G_n(f)$

$$G_n(f) = \begin{cases} n/2 & \text{pour } |f-f_c| < B/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La bande de transmission B_t est $B_t = 2(D + 1) f_x$ avec $D = \frac{f_o}{f}$

excursion en fréquence. Le signale

Le signal module $X_c(t) = A_c \cos \left(\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t X(c) dc \right)$

à l'entre du modulateur le bruit s'additionne au signal transmis, on a

$$\text{alors } Y(t) = a_c \cos \left(\omega_c t + \phi(t) \right) + n(t) \text{ avec } n(t) = \alpha(t) \cos \omega_c t - \beta(t) \sin \omega_c t$$

$$\text{et } Y(t) = a_c \cos(\omega_c t + \phi(t)) + R_n \cos(\omega_c t + \theta_n(t)) = R_y(t) \cos(\omega_c t + \theta_y(t))$$

avec $\theta_y = \phi(t) + \theta_e(t)$ où $\theta_e(t)$ est la perturbation de phase de la porteuse

dû au bruit .

Ce bruit peut être important donc il est intéressant d'évaluer le rapport

S/B afin d'éviter toute perturbation grave de notre transmission.

1 - 2 - 6 Le signal sur BRUIT en FM

Soit le signal module en FM $X_c(t) = A_c \cos(\omega t + \phi(t))$.

Le signal transmis est détecté à la sortie du détecteur tel que $Z(t) = K_d \frac{d\phi(t)}{dt}$

du paragraphe précédent on a

$$Z(t) = K_d K_f X(t) + \frac{K_d}{a_c} \frac{d}{dt} B_s(t) = X(t) + n(t) \text{ . pour } K_d K_f = 1 \text{ et } \phi = 0$$

La densité spectrale de $n(t)$ est donnée par

$$G_n(f) = \begin{cases} \frac{K_d^2}{a_c^2} (\omega)^2 \eta & \text{si } |f| < f_x \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

le filtre rejette toutes les composantes extérieures à la bande .

Tout calcul fait on peut écrire :-

$$\frac{S}{N} = \frac{E(X^2)}{E(N^2)} = \left(\frac{f}{f_x} \right)^2 E(X^2) \frac{3 S_p}{2 \eta f_x}$$

avec $S_r =$ PUISSANCE moyenne du signal reçue .

$S_x = E\{X^2(t)\}$ densité spectrale de X .

$\frac{f}{f_x}$ indice de modulation .

I-2-7 CONCLUSION :- Le reseau telephonique concue pour la transmission de la parole presente des defaux tolerables pour l'oreille mais peuvent etre important pour la teleinformatique .

1) Le signale emis sur la ligne subit une attenuation d'un facteur K dependant de la frequence .Elle se comporte donc comme un filtre lineaire.

2) Le signale emis peut etre retarde d'une phase ϕ qui elle aussi depond de la frequence .

3) A la reception le signale est additione d'un processus aleatoire qui este le bruit .Il est evalue il est evalue par le rapport signale sur bruit .Il existe sous deux formes

a) Le bruit blanc de puissance uniformement repartie dans la bande de frequence utilise.II est du a l'agitation termique introduit par les cables et les amplificateurs .Ce type dxx de bruit ne presente pas un gand probleme pour la transmission de donnees puisque un niveau S/N de 25 dB suffit pour un MODEM .

b) Le bruit impulsif, celui-ci est du principalement a la diphonie et aux organes de commutation sur un reseau commute. Ce bruit se presente sous forme de tension a des durees breves et a des niveaux perturbateurs eleves de l'ordre de 20 mV .

- Donc pour minimiser tous ces defaux plusieurs precautions sont prises a l'emission et a la reception des donnees qu'on verra au chapitre suivant .

I-2-7 CONCLUSION :- Le reseau telephonique concue pour la transmission de la parole presente des defaux tolerables pour l'oreille mais peuvent etre important pour la teleinformatique .

1) Le signale emis sur la ligne subit une attenuation d'un facteur K dependant de la frequence .Elle se comporte donc comme un filtre lineaire.

2) Le signale emis peut etre retarde d'une phase ϕ qui elle aussi depond de la frequence .

3) A la reception le signale est additione d'un processus aleatoire qui este le bruit .Il est evalue il est evalue par le rapport signale sur bruit .Il existe sous deux formes

a) Le bruit blanc de puissance uniformement repartie dans la bande de frequence utilise.Il est du a l'agitation termique introduit par les cables et les amplificateurs .Ce type dex de bruit ne presente pas un gand probleme pour la transmission de donnees puisque un niveau S/N de 25 dB suffit pour un MODEM .

b) Le bruit impulsif, celui-ci est du principalement a la diphonie et aux organes de commutation sur un reseau commute. Ce bruit se presente sous forme de tension a des durees breves et a des niveaux perturbateurs eleves de l'ordre de 20 mV .

- Donc pour minimiser tous ces defaux plusieurs precautions sont prises a l'emission et a la reception des donnees qu'on verra au chapitre suivant .

Fig I-1

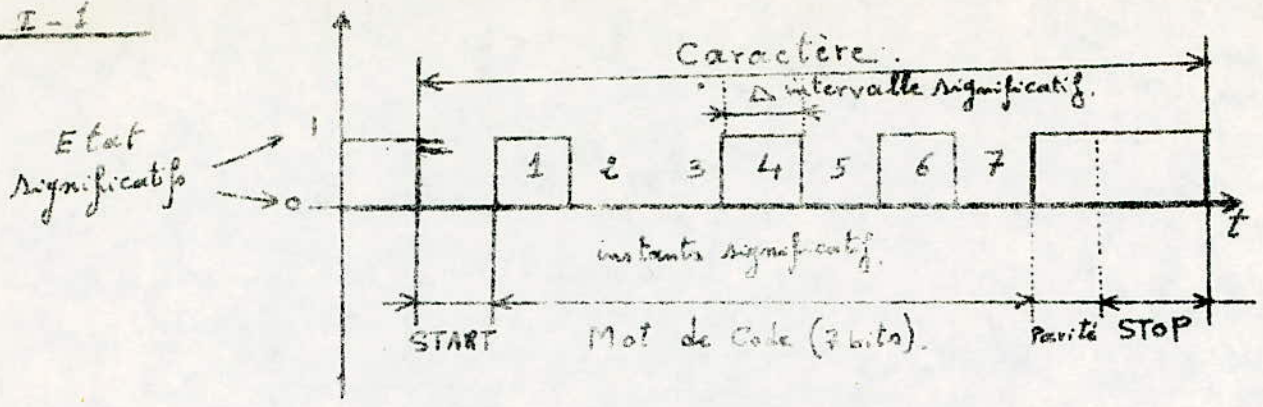


Fig I-2

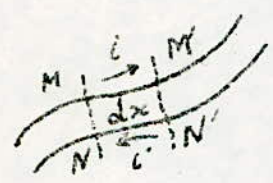
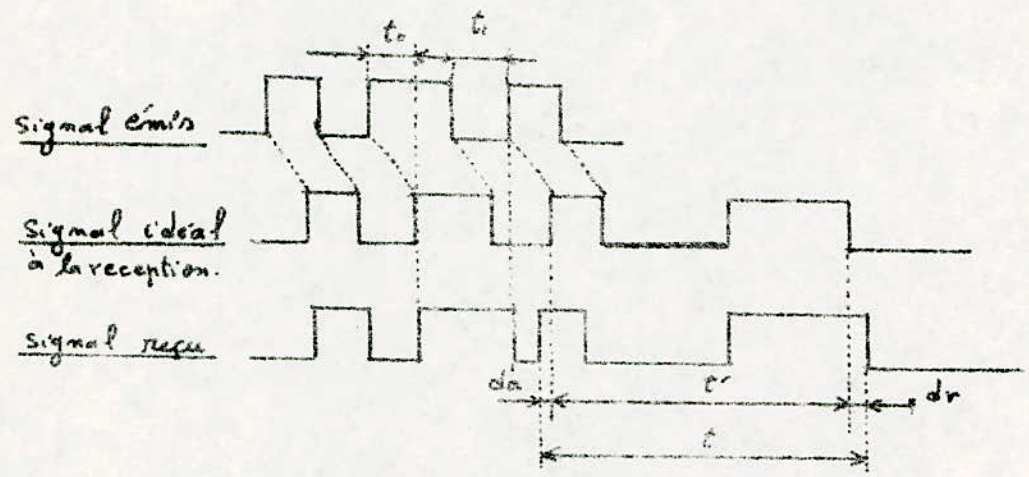


Fig I-3

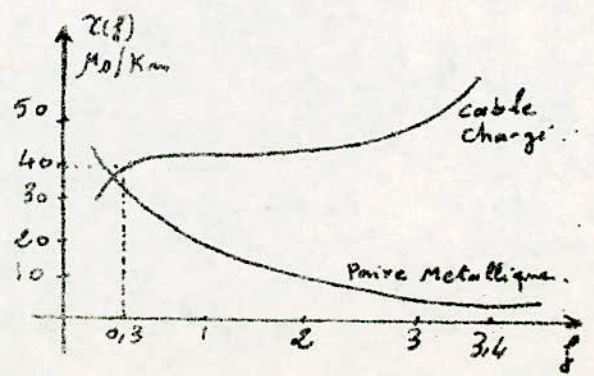
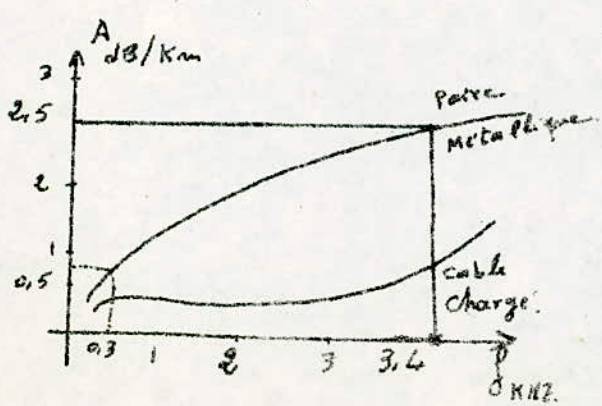
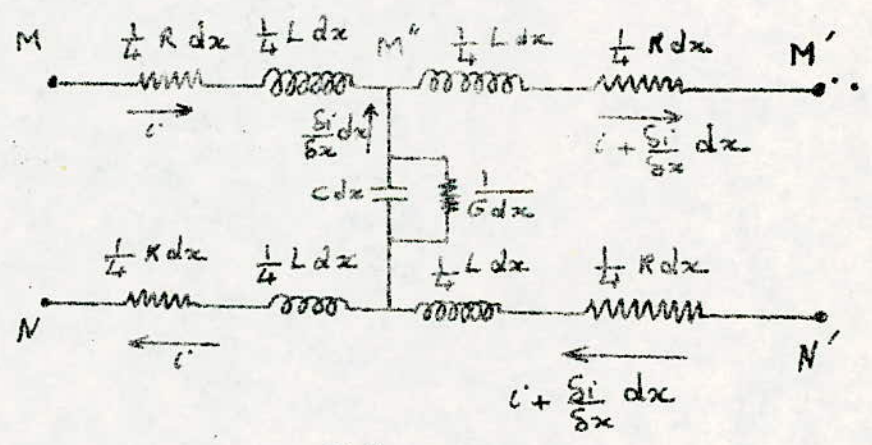


Fig I-4

CHAPITRE II

II -1) Principe de transmission de données

Il s'agit de transférer à distance des informations en provenance ou à destination d'un système de traitement au moyen d'un support avec un taux d'erreurs résiduels que celui d'un ordinateur fonctionnant en local . Pour ceci il faut structurer les données , les délimiter , en d'autres termes indiquer les débuts et fins de chaque caractère .

Pour ces raisons , les informations codées entrent dans le contrôleur de communication (interface) qui regroupe plusieurs organes de fonctions de communication . Celui-ci introduit les éléments (caractères) de service permettant le dialogue entre les deux ordinateurs (voir fig II-2) .

II -2 Equipement de transmission

L'échange d'information nécessite un équipement de transmission de données qui joue le rôle d'interface entre l'organe de traitement et le support de transmission . Il adapte le signal électrique délivré et assure les fonctions d'occupation ligne que doit établir la liaison dans un sens ou dans l'autre ou dans les deux simultanément (intégral-duplex) ou alternativement .

Un tel équipement est composé d'un récepteur et un émetteur, un modulateur et un démodulateur comprenant tous les deux des circuits de traitement dont l'ensemble forme un MODEM .

La transmission se fait sur ligne téléphonique usuelle (300 Hz-3,4 KHz) .

La vitesse de modulation dépend du domaine d'application du MODEM .

Pour le domaine domestique ou l'information doit être recueillie sur écran ou
Ou sur imprimante, il est intéressant d'utiliser des MODEM à faible vitesse
de modulation et pour des raisons suivantes :-

- 1) Faible taux d'erreurs
- 2) Technologie moins complexe.
- 3) Prix modéré.

-La technologie des modem est très variée, cette diversité a été l'objet d'une
normalisation de la part du CCITT

II-3 Caractéristiques d'un MODEM normalisé

Un modem est essentiellement caractérisé par :-

1) TRANSMISSION

Mode :- asynchrone ou synchrone

Sens :- unique, duplex-intégrale, semi-duplex

Support :- réseau téléphonique usuel commuté ou loué ou canaux spéciaux.

2) MODULATION :- cohérente ou non cohérente.

3) RAPIDITÉ :- Pour la transmission asynchrone elle est de (300 - 600 -
ou 1200) bits /s

Pour la transmission synchrone :- (600 - 1200 - 2400 - 4800

9600 - 19200 - 38400 - 57600 - 115200) bits /s

4) LE NIVEAU :- Puissance à l'émission, spectre de puissance.

Donc le modem que l'on doit réaliser doit respecter ces caractéristiques.

II-4 LA NORME CCITT :-

Il est composé de :

- Les caractéristiques :-

III.4 LE MODEM 300 BITS/S

Le modem est concue de sorte qu'il puisse transmettre des informations pouvant aller jusqu'a 300 bits/s sur une ligne telephonique a 2 fils , sur reseau commute ou loue en mode bidirectionnel simultanement et asynchrone .

Le modem fonctionne par paire, c'est a dire que ~~lxxx~~ les deux etages d'emission et de reception sont fixes sur deux bandes de frequences I et II respectivement pour le modem A (local) et a l'autre modem B correspondant on donne a l'emetteur et au recepteur les bandes II et I respectivement .

Le modem est compose de deux organes :-

- 1) Organes de transmission
- 2) Organes d'utilisation du reseau des P et T .

-Organes de transmission :- Composes d'un modulateur et d'un demodulateur dont l'etude detaille sera faite au chapitre suivant .

-Organe d'utilisation du reseau des P et T:- Composes de deux filtres d'emission et de reception afin d'ulliminer tout bruit pbovenant de la ligne et eviter toutes interferances (Voir etude complete chapitre III) .On prevoie aussi un amplificateur d'emission permetant de delivrer un signale suffisant a transmettre (maximum 0dBm suivant les recomandations du CCITT) et réglable suivant le caractere de ~~lxx~~ la ligne .Le signal~~é~~ emis est fortement attenué a la reception d'ou necessite d'un amplificateur de reception réglable aussi .

-Circuits d'exploitation :- Ceux-ci permettent un bon deroulement ~~dxxx~~ dans l'ordre chronologique de la fonction d'emission et de reception.Ils ont les fonctions suivantes :-

- Surveiller et retarder le signal "Detection de la porteuse "
- Retarder le signal " pret a emettre" par rapport au signal "Demande pour emettre " .
- Pour le mode non surveille on a munis le modem d'une reponse automatique .

REMARQUE :-On peut adjoindre au modem des options tel que d-

- Declenchement automatique de l'alimentation .
- Dispositif de telecommande .

-VOIR SYNOPTIQUE DU MODEM figure (4 - 1)

- Chaque etage sera etudie en detail au chapitre suivant .

APPLICATION :-Le modem est dote d'une jonction CCITT (V24) donc il peut etre connecte a tout equipement terminal disposant de cette jonction. Il est adapte a la realisation des connexions a des distances depassant 50 Km .

Une experience au laboratoire sur ligne similee avec un gerateur de caractere ayant un programme memorise et avec un terminal clavier-ecran (visus), a donne des resultats tres concluants qu'on commentera par la suite .

II-5

II-5 CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les caracteristiques techniques de notre modem sont conformes aux recommandations du CCITT .

MODE :-serie ; asynchrone .

SENS:- bidirectionnel .

SUPPORT :- voie telephonique usuelle , en full duplex , reseau commute
ou loue .

MODULATION :-

TYPE :- FSK non coherante (déplacement de fréquence) .

RAPIDITE :- inférieur ou égale à 300 $\frac{\text{bits}}{\text{xx}}$. Bauds

DEBIT :- inférieur ou égale à 300 bits/s .

FREQUENCES :- bande I $F_1=980$ Hz - - - - - $F_0=1180$ Hz

bande II $F_1=1650$ Hz - - - - $F_0=1850$ Hz

PUISSANCE A L'EMISSION :-de 0 à -9dB réglable par bands de 3 dB .

JONCTION DES ORGANES DE TRAITEMENT :-conforme aux normes CCITT

Avis V24 . Document ISO / TC / 97 / SC6 / n°188 .

TENSION DE SORTIE :- \pm 12 V .

IMPEDANCE D'ENTREE :- 3900 Ω

IMPEDANCE DE SORTIE :- 1500 Ω

Modem asynchrone 300 bits/sec

51

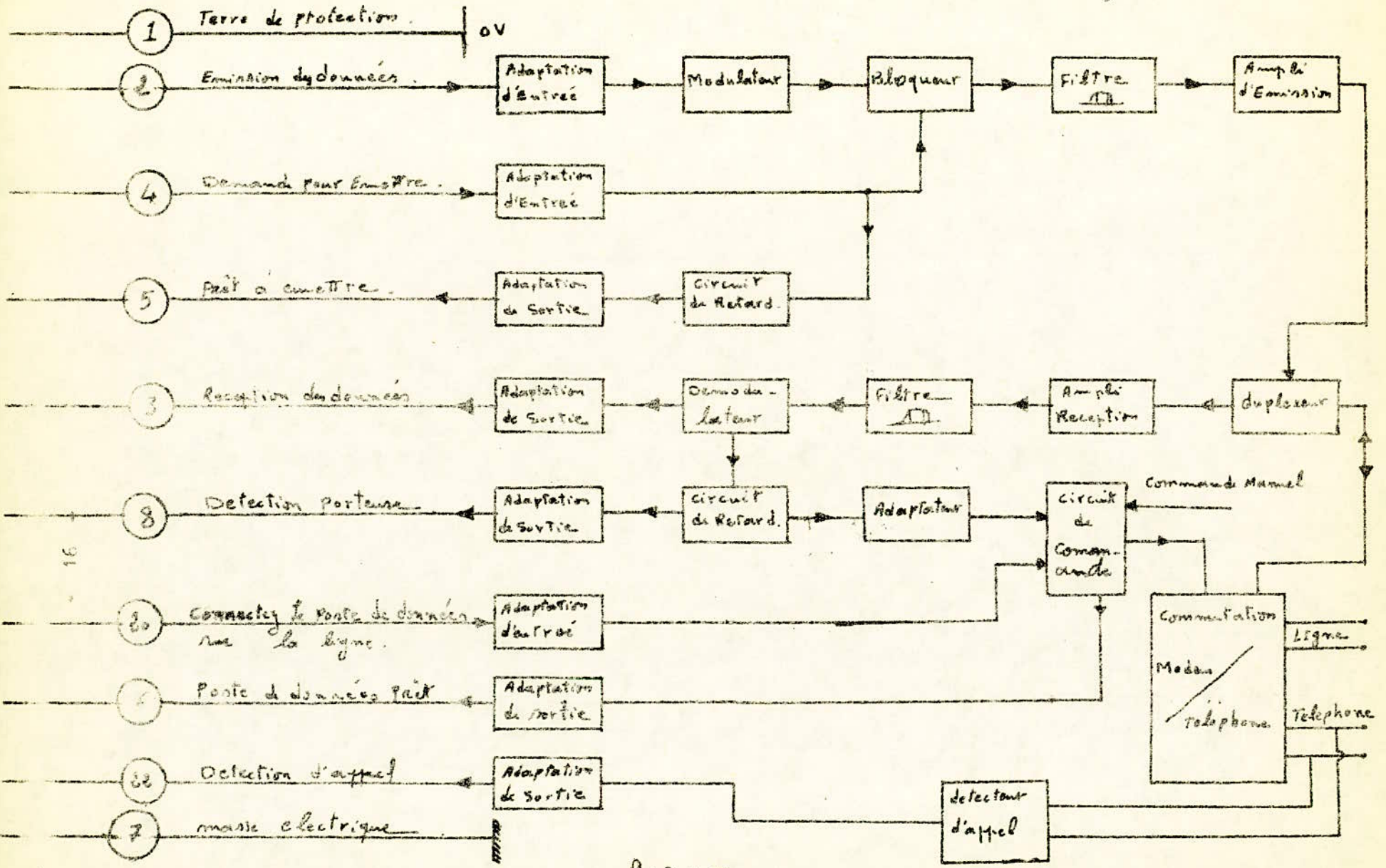


Fig (II-1)

II-5) ETABLISSEMENT DE LA LIAISON :-

Lors de l'etablissement d'une liaison entre les systemes de traitement les divers fils de la jonction CCITT PRE prennent des polarites variables dans le temps qui correspondent aux ordres emis ou recus par le MODEM pour assurer la connection ligne-systeme et le deroulement chronologique des differantes phases de la transmission (fig II-5)

Le MODEM est relie a l'organe de traitement , au combine telephonique , et d'autre part a la ligne telephonique par un commutateur electrique commende par le systeme de traitement (fig II-3)

L'operateur formex le numero du correspondant , ils s'accordent sur le choix d'une ligne (cas d'une ligne commute), ou appelle directement (cas d'une ligne louee), chacun met son MODEM sous tension et commute la ligne sur son equipement . Une tension + 12V apparait sur le fil 108 (pin 20 de la prise cannon), "Connectez le poste de donnees sur la ligne ", des que cette commutation realisee une tension +12V apparait sur le fil 107 (pin 6) "Poste de donnees pret " . Deux cas se presentent :-

1) TRANSMISSION SUR CIRCUIT LOUE

Dans ce cas la fonction sera par le sircuit "Demande pour emettre " . lorsque le systeme de traitement demande atransmettre des informations la polarite polarite du fil 105 (pin4) passe de -12V a +12V et le MODEM repond par "pret a emettre " en retournant sur le ~~106~~ fil 106 (pin 5) une de +12V apres un retard allant de 20 a 50 ms .Le signale "demande pour emettre" provoque aussi une emission d'un signale de frequence f (porteuse) sur la ligne et ceci par simple deblocage

de la porteuse .

Des que le MODEM recoit une frequence porteuse celle-ci est detectee apres un retard inferieur a 20 ms, le fil 109 (pin 8) passe a +12V "Detection de la porteuse de donnees" .D'ou notre liaison etablie .

En fin de transmission, le signal "Demande pour emettre " disparaît, et le fil 105 (pin4) passe a -12V , le PEA tombe a -12V avec un retard inferieur a 2 ms .La tension du fil 109 a -12V,apres un retard de 80 ms .Après un retard de 15 ms le fil 107 retourne au repos , et ensuite c'est le fil 108 qui passe a - 12V .

2) TRANSMISSION SUR RESEAU COMMUTE .

Une fois que les deux MODEMS sont accordes sur la ligne, le fil 107 (pin 6) est a +12V ,les signaux issus du modulateur sont envoyes sur ligne et le demodulateur est pres a recevoir . Le fil 109 " detdction porteuse " est au potentiel +12V des qu'un signal est detecte a la reception ,apres un retard entre (300-700)ms ,et c'est alors QU'une polarite +12V ~~APPRE~~ apparait sur le fil 106"pres a emettre " apres un retard de 400 ms environ .

A la fin de transmission le fil 108 voit sa polarite chute a -12V ,ce qui provoque le retour a -12V du fil 107 et 109 a l'absence de la porteuse apres un retard de 20 a 80 ms ,et 106 retourne a -12V .

REMARQUE :- La description des diffirents circuits ~~des~~ de retard utilises pour ~~avoir~~ avoir les differents delais ~~chronologiques~~ chronologiques du systeme seront presentes au chapitre III .

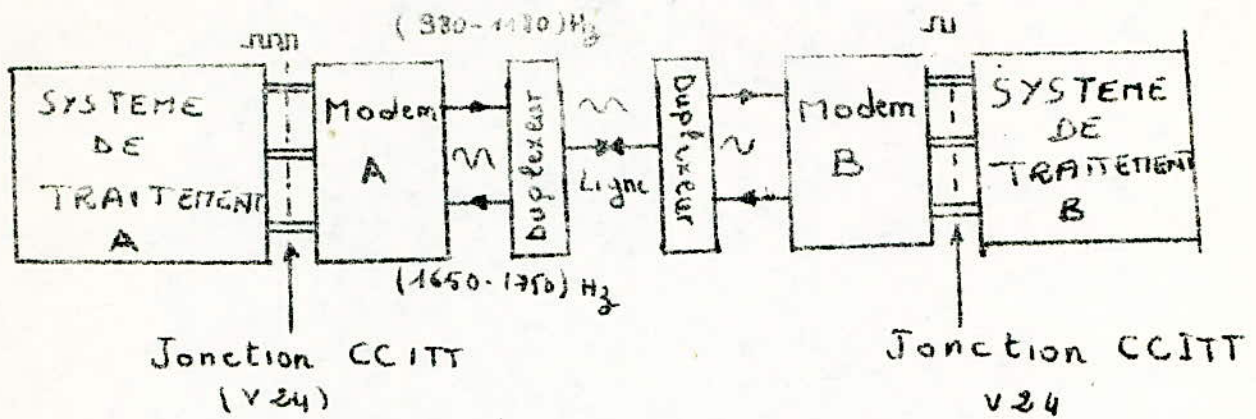


fig II-2 PRINCIPE D'UNE TRANSMISSION SUR LIGNE

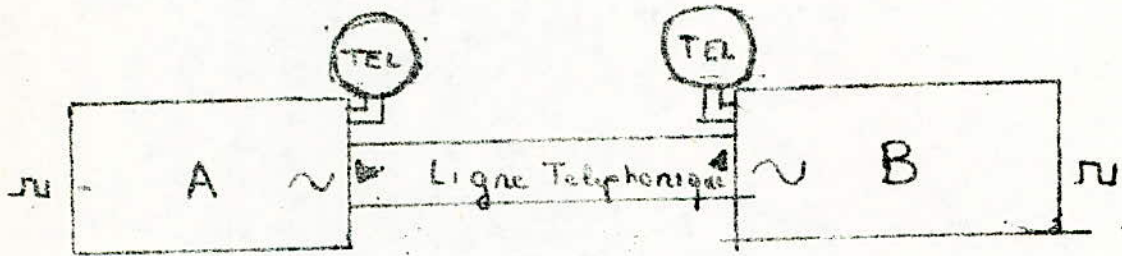
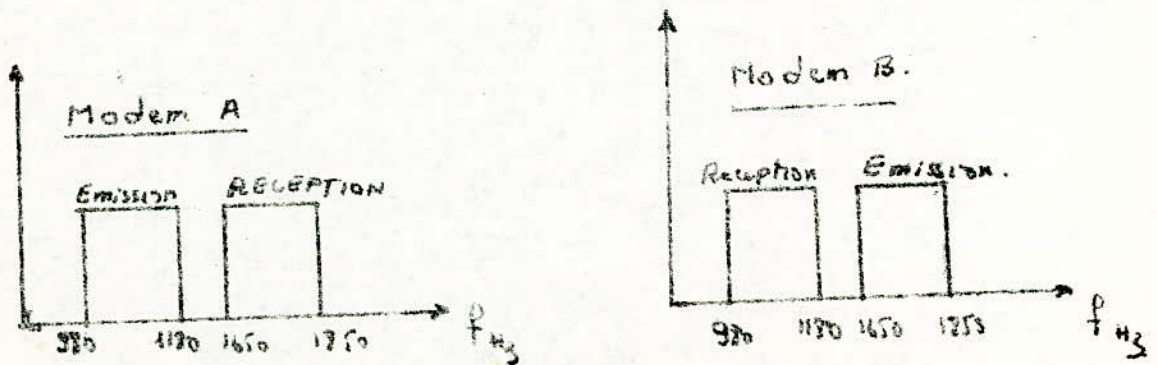


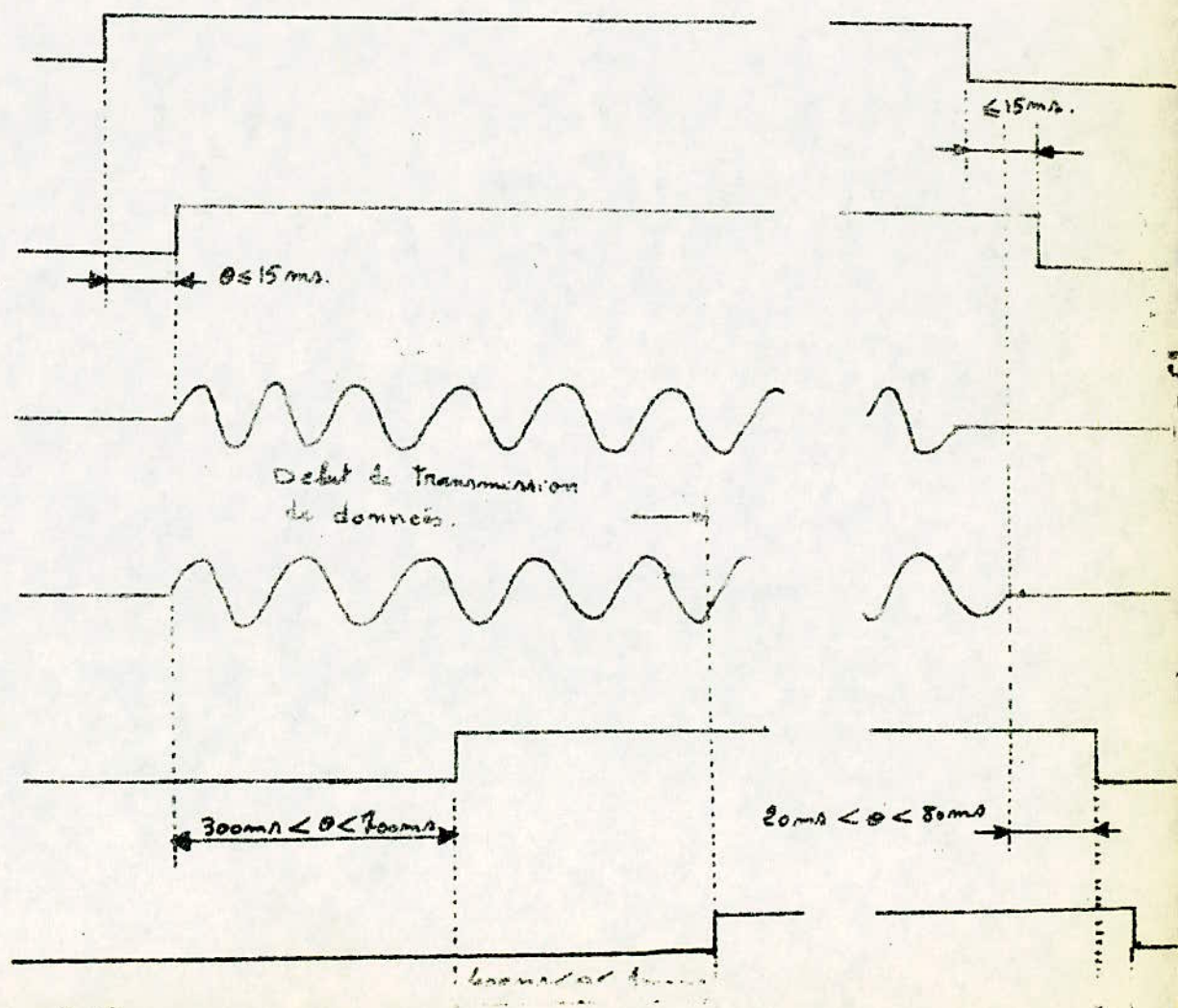
fig II-3 ETABLISSEMENT DE LA LIAISON PAR COMMUTATION



BANDES D'EMISSION ET DE RECEPTION.

La fonction CCITT (chronogramme)

C. cit. N°	Fonction.
108	Connecter la poste de données sur la ligne.
07	Poste de données prêt.
	Signal émis sur la ligne.
	Signal reçu sur la ligne.
09	Detecteur de la porteuse.
06	Prêt à émettre.



Junction CCITT	prise Cannon	fonction.	Tension (+)	Tension (-)	Impedance
101	1	Terre de protection. (TP)			
102	7	Terre de signalisation. (TS)			
103	2	Emission des données. (ED)	Emission de "0"	Emission de "1"	3500Ω
104	3	Reception des données. (RD)	Reception de "0"	Reception de "1"	1500Ω
105	4	Demande pour émettre. (DPE)	Demande pour émettre.	Pas de demande pour émettre.	3500Ω
106	5	Prêt à émettre. (PRE)	Prêt à émettre.	Non prêt à émettre.	1500Ω
107	6	Porte de données prêt (POP)	Porte de données prêt	Porte de données non prêt.	1500Ω
108	30	Connecter la porte de données sur la ligne. (COP)	Connecter la porte.	Ne pas connecter la porte.	3500Ω
109	8	Detecteur de la portance de données. (DP)	Portance détectée.	Pas de portance.	1500Ω
125	22	Indicateur d'appel "option" (IA)	Appel détecté.	Pas d'appel.	1500Ω

CHAPITRE III -

3/1 La Modulation

Il existe plusieurs types de modulation ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), PSK (Phase Shift Keying).

Le choix du type de modulation doit se faire de sorte qu'on est les meilleurs performances soit un $\frac{S}{B}$ grand, et faible probabilité d'erreur des signaux binaires. des tableau ci-contre on remarque pour une transmission à faible vitesse 300 bauds le meilleur type de modulation est la modulation FSK non cohérente

Donc le type de modulation qu'on utilise pour moduler les signaux logique est la modulation par déplacement de fréquence FSK celle-ci est un cas particulier de la modulation de fréquence où l'information modulante est des signaux logiques, caractérisés par deux états seulement 1 ou 0.

La forme générale d'un signal $S(t)$ modulée en fréquence par le

message $a(t)$ et $S(t) = A \cos\left(2\pi\left(f_c t + W \int_{-\infty}^t a(u) du\right) - \varphi\right)$

Avec A amplitude de l'onde de référence $A \cos 2\pi f_c t$

et f_c sa fréquence.

du fait que $a(t)$ est un message numérique $S(t)$ devient

$S(t) = A \cos\left(2\pi\left(f_c + W a_i\right)t + \varphi_i\right)$ avec $t \in [t_i, (i+1)T_s]$

ou φ_i est un terme de phase variable avec i , assurant la continuité de phase

normalisant $a(t)$ à l'unité max/ $a(t) \neq \pm 1$ on aura

$f_{inst}(t) = \frac{dS(t)}{dt} \cdot \frac{1}{2\pi} = f_c + W a(t)$

ou f_{inst} égale fréquence instantanée.

W. a (2) = excursion de fréquence instantanée

soit $m = 2 \times W$ indice de modulation, le spectre de puissance montre que la puissance $S(f)$ réparti sur l'axe de fréquence de $-\infty$ à $+\infty$ et si on définit la largeur de ce spectre à partir de la bande de fréquence qui rassemble 95 % de la puissance de $S(f)$ alors le spectre le plus étroit correspond à des valeurs de m voisines à 0,64. (voir fig III-1) .

Dans notre cas on transmet dans deux bandes de fréquence (1650 - 1850) Hz et (980 - 1180) Hz à une vitesse de 300 bauds ce qui donne $m = 200 : 300 = 0,66$

Ce type de modulation est obtenu par simple utilisation d'un oscillateur dont la fréquence de modulation est commandée par le signal logique modulant

Montage pratique et calcul des composants.

La simplicité relative du montage, et les excellentes performances du XR 2206 nous ont incités à le choisir comme modulateur. (voir fig III-2)

C'est un générateur de fonction de haute qualité capable de produire des signaux sinusoidaux modulés en fréquence dont les principales caractéristiques sont :

- bonne stabilité en température 20 pp m /°C
- Compatible avec les TTL et les C/MOS

Le XR 2206 est constitué d'un oscillateur dont f est définie par R et C . R_1 et R_2 sans connectés en 7 et 8 respectivement, l'une des deux résistances est mise en service par simple commutation électronique commandée par le niveau du signal modulant.

Les performances caractéristiques du XR 2206 sont :

- choix de la bande de fréquence à partir de la capacité C connectée entre les bornes 6 et 5.

- b) REajustement de la frequence f_1 ou f_2 a l'aide de deux potentiometres relies 7 et la ~~masse~~ masse ou 8 et la masse respectivement .
- c) La frequence est definie par $f = 1/RC$ avec $R = R_7 + R_{7A}$ ou $R = R_8 + R_{8B}$
- d) Le réglage du niveau de sortie sinusoidale (0 a 6)V crete a crete se par R_2 .
- e) Ajustement de la distortion d'harmoniques et la symetrie des signaux de sortie par R_3 et R_4 .

Un réglage supplementaire est necessaire pour definir la forme du signal de sortie a partir des potentiometres R_3 et R_4 .

Donc on fixe la valeur de la capacite C et on tire $R_6 = 1 / Cf_1$ et $R_7 = 1/Cf_2$.

Tout calcul fait on a :-

MODULATION	f_{Hz}	R_7 K	R_{7A} K	R_8 K	R_{8A} K	C nF
1	980 1180	10	0,2	72	10	10
2	1650 1850	60	10	50	10	10

Le Modulateur XR-2206 :

Fig III - 1

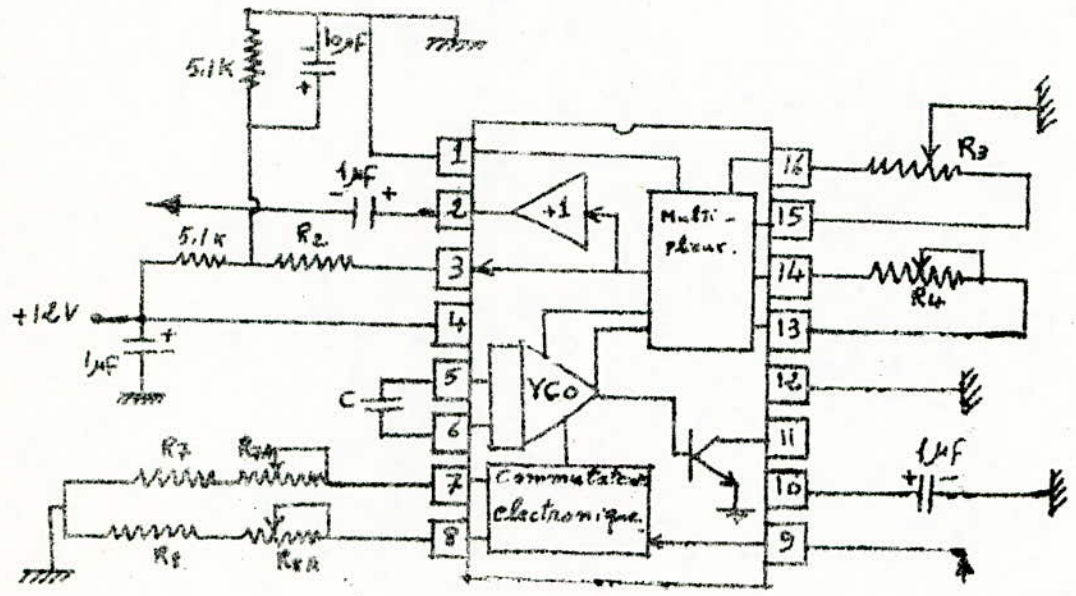
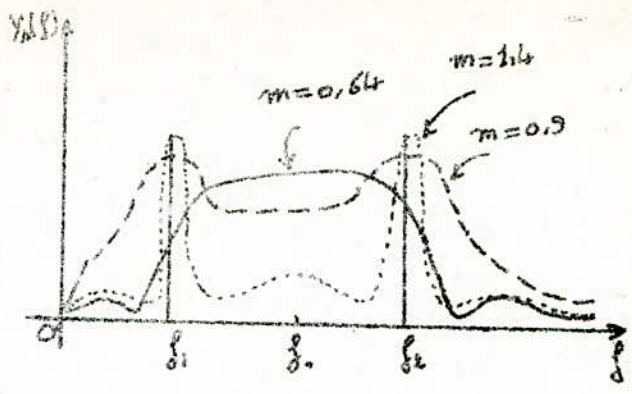
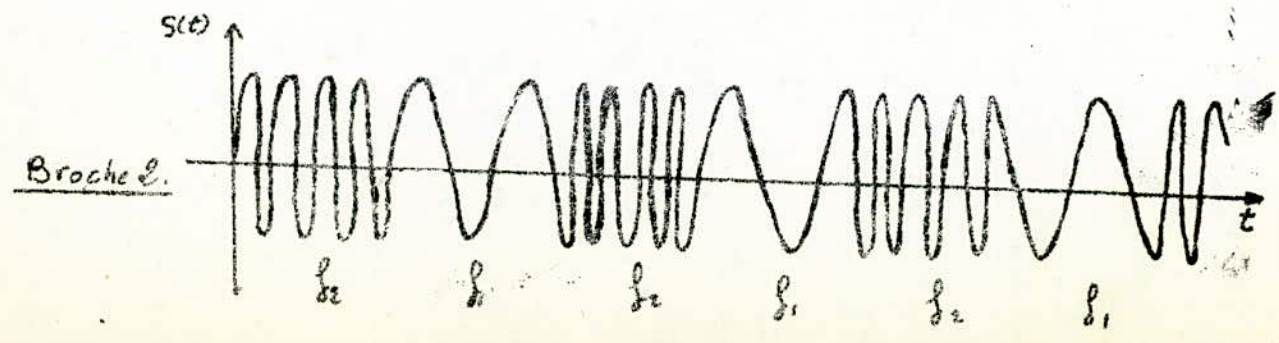
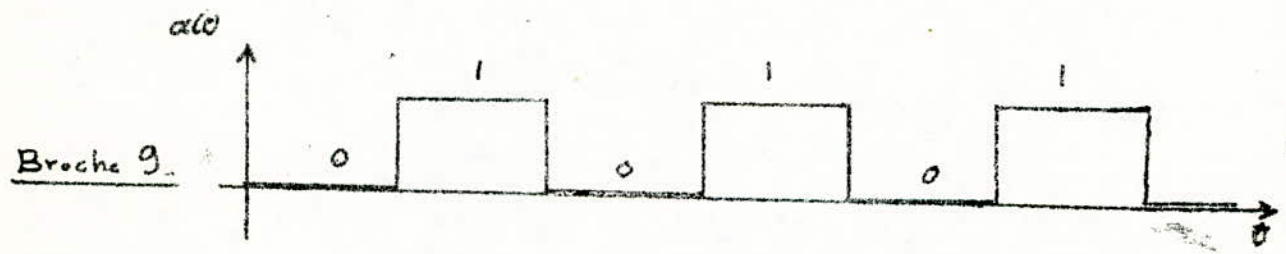


Fig III - 2



III - 2. Les filtres de voies.

La présence de deux signaux simultanément sur la ligne de transmission téléphonique (liaison en duplex) exige un filtrage de grand qualité pour interdire l'interférence entre les deux bandes d'émission et de réception et éviter toute perturbation à l'émission ou à la réception suivant le cas.

Comme il a été vu au chapitre 2, on doit transmettre sur deux bandes (980 Hz - 1180 Hz) et (1650 - 1850 Hz).

La marche séparant les deux bandes est assez étroite. Pour que la transmission se face dans de bonnes conditions, théoriquement nos filtres doivent avoir :

- une atténuation en bande passantes nulles.
- une atténuation en bandes coupées infinies.
- Une transition entre la bande passante et la bande coupée brusque.

En pratique ceci est impossible à réaliser avec un nombre finie de composants. Donc il s'agit de trouver un compromis entre les différentes performances idéales, de sorte que nos filtres répondent aux conditions principales suivantes:

- a) bonne réponse en fréquence
- b) bonne réponse en propagation de groupe.

Choix des gabarits.

En pratique on impose une atténuation de 50 dB min et une ondulation de 0,5 (dB maximum (voir fig 2)

- Le filtre de la voie I doit atténuer à 50 dB toutes fréquences supérieures à 1550 Hz
- Le filtre de la voie II doit atténuer à 50 dB toute fréquence inférieure ou égale à 1280 Hz.
- La bande passante de chaque filtre est de 300 Hz minimum (transmission à 300 Bauds) la bande peut aller jusqu'à 400 Hz (de préférence), afin de protéger le signal de toute déformation.

- De la symétrie géométrique :

F.I - on a $880 \times 1280 = 1550 \times f_{bas} \Rightarrow f_{bas} = 726 \text{ Hz}$

F.II- on a $1550 \times 1950 = 1280 \times f_{haut} \Rightarrow f_{haut} = 2361 \text{ Hz}$

- Afin de satisfaire ces contraintes, en pratique il est intéressant de choisir des filtres actifs peu coûteux et moins encombrants.

Choix du type de filtres.

Nombreux sont les types de filtres qui nous permettent d'obtenir une courbe de réponse à l'intérieur du gabarit choisi, mais ils diffèrent par leur qualité et leurs complexités. Les critères de choix sont :

- Raideur de la coupure
- régularité de la courbe de fréquence.
- Régularité du temps de propagation du groupe
- Complexité de la réalisation et la facilité de la mise au point.

Notre choix doit être fait à partir des trois caractéristiques

suivantes :

réponse en fréquence, en amplitude et en temp de propagation

de la fig. (4) on conclue que :

- 1) Filtre de Bessel : très bon comportement transitoire mais une coupure peu raide.
- 2) Filtre de Buttherworth : courbé d'affaiblissement très régulière mais une coupure peu raide.
- 3) Filtre de légende : bonne régularité de la courbe d'affaiblissement mais coupure peu raide.
- 4) Filtre de Tchebytchev : importante raideur mais comportement transitoir pas excellant.
- 5) Filtre de Cauer : courbe de réponse avec une coupure extrêmement raide mauvais comportement transitoir et circuit complexe.

On remarque donc qu'on a le choix entre deux type de filtre, Chebytchev et Cauer.

Le compromis qu'on a entre la raideur de la courbe et le comportement transitoire nous amène à choisir le filtre de Chebyltchev et pour remedier à l'inconvenient qu'a le temp de propagation du groupe il suffit d'élargir légèrement la bande de sorte que celui-ci se produit à l'exterieur de la bande.

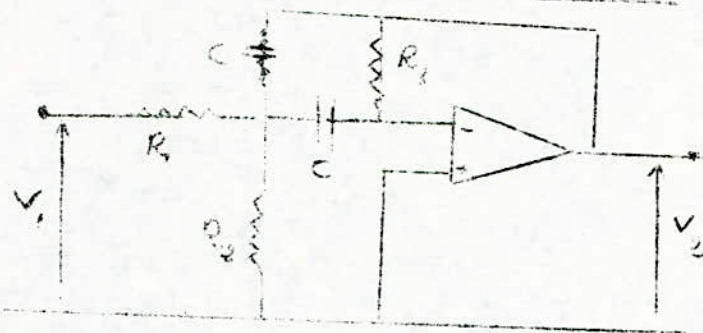
Choix du type de la cellule :

Les critères de choix sont :

- Nombre de composants actifs et passifs .

- Facilité de réglage
- Sencibilité de variations des éléments passifs
- Sencibilité aux variations du gain de l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte.
- Possibilité de mise en cascade sans éléments de couplage.
- Type de cellule. passe haut ou passe bas ou passe bande.

Cellule utilisant un amplificateur comme élément actif :



$$-\frac{V_1}{R_1} - v + (V_2 - v) CP - \frac{v}{R_2} + \left(\frac{V_1}{A} - v\right) CP = 0$$

$$-\left(v - \frac{V_2}{A}\right) CP + \left(V_2 - \frac{V_1}{A}\right) \frac{1}{R_3} = 0$$

- de (1) et (2) on a :-

$$-\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{(R_1 + 2CPR_1 R_2 + R_2^2)}{R_1 R_2} (CPR_3 + 1 - A) - (A + 1) CP}$$

$$-\frac{V_2}{V_1} = \frac{K A R_2 R_3 CP}{P^2 - (C^2 R_1 R_2 R_3 (1-A) + P \frac{C R_2 (R_1 + R_2) + 2(1-A) C R_1 R_2}{(1-A)(R_1 + R_2)} + 1}$$

$$-\text{soit } \frac{V_2}{V_1} = \frac{K P}{a P^2 + b P + c}$$

on définit le coefficient de surtension Q par

$$Q = \frac{\sqrt{a}}{b} = \frac{C R_1 R_2 R_3 (1-A)}{\sqrt{(1-A)(R_1 + R_2)}} \times \frac{(1-A)(R_1 + R_2)}{C R_2 (R_1 + R_2) + 2(1-A) C R_1 R_2}$$

d'où $Q = \frac{A C R_1 \sqrt{R_2 R_3}}{C R_2 R_1 - 2 A C R_1 R_2}$ pour $R_2 \ll R_1$ et $R_2 \ll R_3$ et $A \gg 1$.

On définit la sensibilité de l'amplitude du filtre à la variation d'un de ses éléments X par $S_X^Q = \frac{dQ/Q}{dX/X} = \frac{dQ}{dX} \frac{X}{Q}$
 d'où la sensibilité de l'amplitude par rapport aux variations du gain A.

$S_A^Q = \frac{dQ}{dA} \frac{A}{Q}$ après simplification on a :

- $S_A^Q = \frac{dQ/dA \times A/Q}{C \frac{R_1 R_2}{R_1 R_2} - 2 A \frac{R_1 R_2}{C}} = \frac{R_1 R_2}{C R_1 R_2 - 2 A \frac{R_1 R_2}{C}}$

- et $S_A^Q = \frac{Q}{A} \frac{R_1}{\sqrt{2A} R_2}$

La sensibilité S_A^Q doit être très inférieure à un, $S_A^Q \ll 1 \Rightarrow A \gg 2 Q^2$
 soit pour $Q = 40$ on a $A \gg 3200$ gain que doit avoir l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte à la fréquence du travail.

Autre type de cellule :

- On écarte toutes possibilités de prendre une source à NIC ou Gyrateur pour leur mauvaise stabilité électrique et non pas de possibilité de mise en cascade.
- Source de gain positif à l'inconvénient d'avoir une grande sensibilité aux variations des éléments actifs.
- Source de gain négatif, exige deux amplificateurs opérationnels pour satisfaire la condition d'avoir une faible sensibilité aux variations des éléments actifs, puisque Q doit être égal à $\sqrt{\frac{k}{2}} \Rightarrow k = 2 Q^2$ donc K élevé.

.../...

- Source à gain unité, ce genre de source représente le seul inconvénient qu'elle exige l'utilisation de filtre de type différent passe bas et passe haut et passe bande en même temps.

On déduit donc que la meilleure méthode pour un filtre passe bande est d'utiliser la source à amplificateur opérationnel.

Réalisation des filtres :

La réalisation est composée de deux étapes :

- 1) Etape d'approximation : qui consiste à définir les paramètres fondamentaux choix du type du filtre, et détermination de sa fonction de transfert.
 - 2) Etape de synthèse qui consiste à mettre en cascade un nombre n de cellules dont les coefficients sont déterminées à partir de la fonction du transfert.
- Cette étape se fait généralement à partir de l'abaque et tableau de Tchebychev.
- On fixe un filtre prototype passe bas, et on suit les opérations suivantes :

1) Définitions des gabarits : (voir fig. 2)

Pour le filtre I

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

$$A_{\min} = 50 \text{ dB}$$

$$f_1 = 380 \text{ Hz} \quad f_2 = 1280 \text{ Hz}$$

$$f_3 = 726 \text{ Hz} \quad f_4' = 1550 \text{ Hz}$$

Pour le filtre II

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

$$A_{\min} = 50 \text{ dB}$$

$$f_1 = 1550 \text{ Hz} \quad f_2 = 1950 \text{ Hz}$$

$$f_3 = 1880 \text{ Hz} \quad f_4 = 2361 \text{ Hz}$$

2) Definition des facteurs de forme :-

On define le facteur de forme par $\Omega = \frac{f_4 - f_3}{f_2 - f_1}$

Le facteur de forme du filtre passe bat est define a partir du gabarit du filtre passe bande.

Pour le filtre I $\Omega = \frac{2361 - 1726}{1280 - 880} = 2,06$

Pour le filtre II $\Omega = \frac{2361 - 1280}{1950 - 1550} = 2,7$

3) Determination de l'ordre du filtre :-

A partir de l'abaque de tchebychev, sachant A_{max} , A_{min} on peut determiner l'ordre du filtre (voir figure 3).

- On prend l'ordre de la courbe superieur .
- On trouve n = 5 pour les deux filtres .

4) Determination des poles de localisation :-

De la table tchebychev on releve :-

$0,11196 \mp j 1,01156 = A_1 \pm jB_1$

$0,29312 \mp j 0,62518 = A_2 \pm jB_2$

$0,36232 = A_3$

De ces poles on tire les frequences naturelles :

$w^2 = A^2 + B^2$ et les facteurs d'affaiblissement $\beta = \frac{A}{w}$

Pour le filtre I on a: $w_1 = 1,01774$ $\beta_1 = 0,11001$

$w_2 = 0,69049$ $\beta_2 = 0,42451$

$w_3 = 0,36232$ $\beta_3 = 1$

Pour le filtre II :- On a les memes valeurs que le filtre II

5) On determine la frequence centrale ω_0 et le facteur de qualite

Q du filtre passe bande.

$$Q_0 = \frac{F_0}{\sqrt{F_2 - F_1}} \quad \text{et} \quad F_0 = \sqrt{F_1 F_2}$$

$$Q_n = \frac{2 \left(2 \left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 4 \right)}{\left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 4 + \left(\left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 4 \right)^2 - 4 \left(2 \left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 \right)}$$

ce qui donne pour le filtre II

Q11 = Q12 = 39,07891

Q21 = Q22 = 14,85504

Q3 = Q0 = 11,99492

Pour le filtre I

Q11 = Q12 = 24,8800

Q21 = Q22 = 9,3817

Q3 = Q0 = 7,5063

6) On doit calculer les frequences correspondantes a chaque cellule

telles que :

$$F1 = MF_0 \quad \text{et} \quad F2 = \frac{F_0}{M}$$

$$M = \frac{\sum_n \omega_n Q_n}{Q_0} + \sqrt{\left(\frac{\sum_n \omega_n Q_n}{Q_0} \right)^2 - 1}$$

- Pour le filtre I tout calcul fait on trouve :

M1 = 1,2855

M2 = 1,2117

f1 = 1364,3 Hz

w1 = 1364, rd/S

f2 = 1297,8 Hz

w2 = 8080 rd/S

f3 = 825,59 Hz

w3 = 5187,8 rd/S

f4 = 1061,3 Hz

w4 = 5503 rd/S

f0 = 1061,3 Hz

w0 = 6668,3 rd/S

- Pour le filtre II on trouve après calcul :

$$M1 = 1,1234$$

$$M2 = 1,07455$$

$$f1 = 1617,91 \text{ Hz} \quad \text{soit} \quad w1 = 10165,63 \text{ rd/S}$$

$$f2 = 1868,14 \text{ Hz} \quad \text{"} \quad w2 = 11737,87 \text{ rd/S}$$

$$f3 = 1547,92 \text{ Hz} \quad \text{"} \quad w3 = 9725,87 \text{ rd/S}$$

$$f4 = 1952,61 \text{ Hz} \quad \text{"} \quad w4 = 12268,61 \text{ rd/S}$$

$$f0 = 1738,6 \text{ Hz} \quad \text{"} \quad w0 = 10923,51 \text{ rd/S}$$

7) L'atténuation de chaque cellule :

-

- Pour le filtre I on a

$$Av1 = - 20 \text{ dB}$$

$$Av2 = - 20 \text{ dB}$$

$$Av3 = - 12,75 \text{ dB}$$

$$Av4 = - 12,75 \text{ dB}$$

$$Av0 = - 0 \text{ dB}$$

- Pour le filtre II on a :

$$Av1 = - 15,14 \text{ dB}$$

$$Av2 = - 15,74 \text{ dB}$$

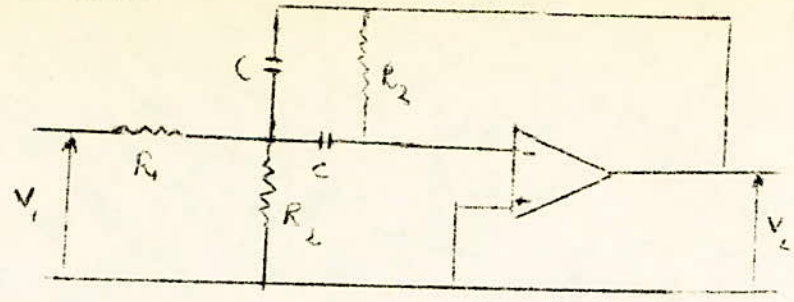
$$Av3 = - 11,13 \text{ dB}$$

$$Av0 = - 0 \text{ dB}$$

$$\text{d'ou } A \text{ total} = \sum_{i=1}^4 Ai = - 51,45 \text{ dB}$$

.../...

La Cellule de base :



Pour $C3 = C4$ on a : $F = \frac{R5 C1 P}{R1 R5 C2 P2 + 2R1 CP + (1 + \frac{R1}{R2})}$

soit $\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + R1/R2}}{C \sqrt{R1 R2}}$ $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R5}{R1} (1 + \frac{R1}{R2})}$

Pour une cellule n on a :

$Rn5 = \frac{2 Qn}{\omega n C}$ $Rn1 = \frac{Rn5}{2A}$

$Rn2 = \frac{Rn1 Rn5}{4 Qn2 Rn1 - Rn5}$

On fixe $C1 = C4 = 10 \text{ nF}$

Choix de l'amplificateur opérationnel

Le choix est fixé sur le TL0 83 pour ces nombreux avantages :

- haute impédance d'entrée 10^{12}
- faible distorsion harmonique
- sortie protégée contre les court-circuits
- faible consommation en puissance 2,8 m A
- deux amplificateurs dans un même boitier ce qui évite tout encombrement.

Realisation pratique et mise au point des filtres :

Dans l'étude théorique il est important de remarquer qu'on a un coefficient de surtension élevé pour certaines cellules d'ou une grande sensibilité de ces cellules à toutes variations des composants discrets constituant les filtres. Ce qui exige des composants d'une grande précision, meilleure à 0,5%

- Pour le type de cellule utilisé, pour avoir une bonne sensibilité, les amplificateurs opérationnels doivent avoir un gain $A > 2Q^2$

Mise en cascade des circuits :

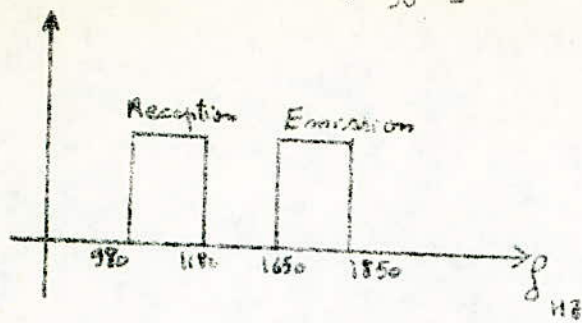
- Pour le filtre d'émission la tension d'entrée est élevée, on place en tête les circuits à faible coefficient de surtension afin d'éviter toute saturation des circuits à fort coefficient de saturation qui suivent.

- A la réception, la tension d'entrée est faible donc on place tout d'abord les circuits à fort coefficient de surtension pour éviter toute atténuation du signal et risque la détérioration du rapport S/B

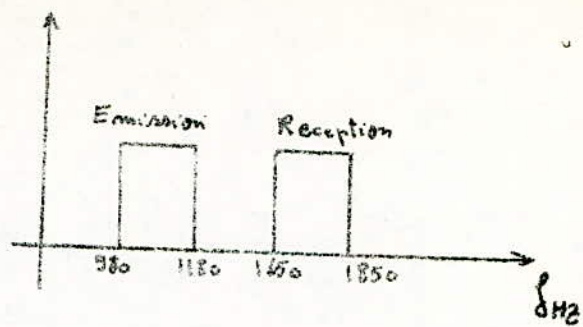
Le réglage du filtre :

Bien que théoriquement la mise au point du filtre de Tchebychev est plus simple que celle de Cauer mais cette première nécessite certains réglages dû essentiellement à l'imprécision des valeurs des résistances (5 %) ce qui est énorme donc :

- 1) Il faut régler les circuits séparément un par un.
- 2) Régler ω_0 , les valeurs de R_2 doivent être triées.
- 3) Régler le gain maximum de la bande passante, de sorte qu'il coïncide avec la fréquence correspondante de la cellule pour ceci il faut jouer sur le gain k , soit sur R_1 et R_3 .
- 4) Après le premier réglage, un essai global doit être fait, on agira sur le circuit dont la fréquence est voisine de la fréquence centrale du filtre c'est à dire de la fréquence porteuse.



MODEM A.



MODEM B.

FIG 1

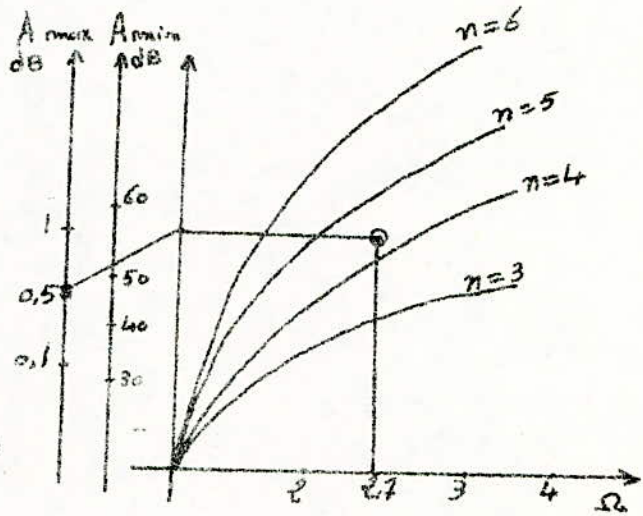
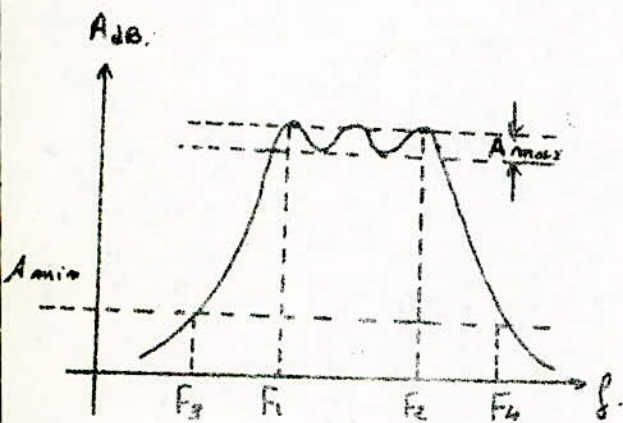
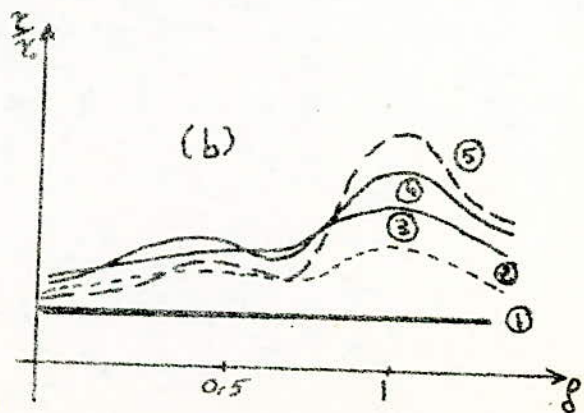
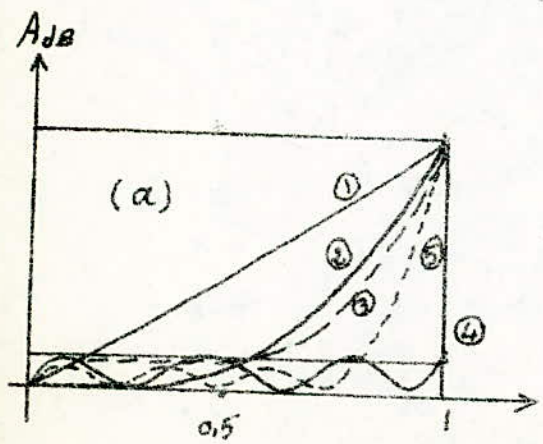


Fig 2: Courbe d'atténuation.

Fig 3: ABAQUE de Tchébyschev.



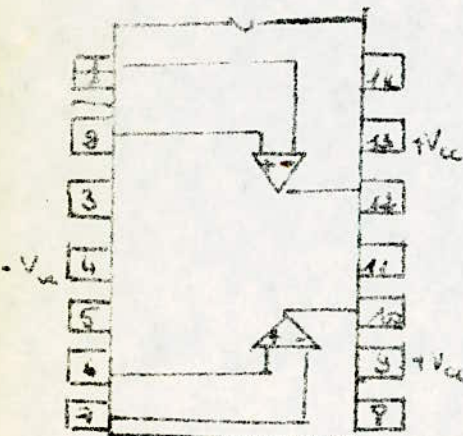
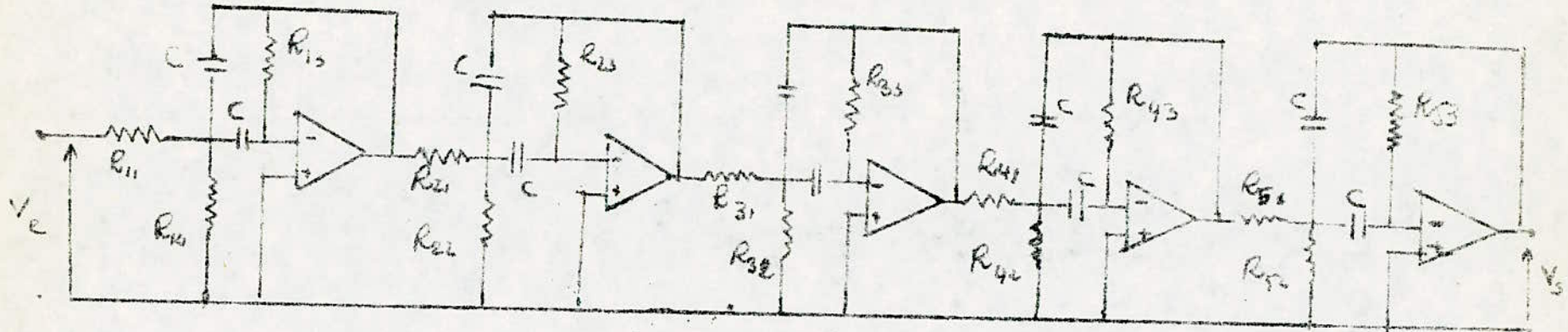
Comportement des différents filtres

Fig - 4

(a) : En Amplitude

(b) temps de propagation des paquets.

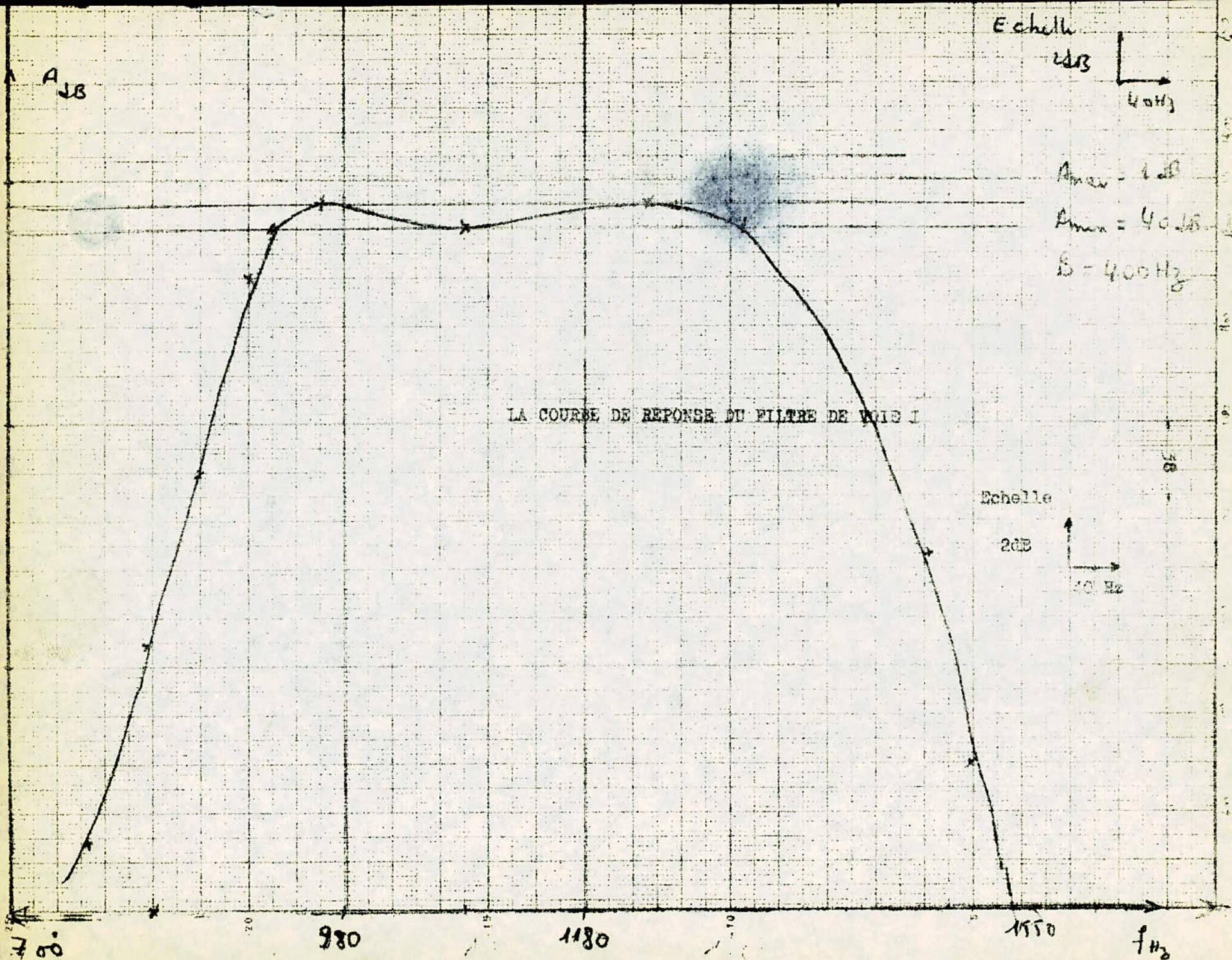
LE FILTRE DE TCHEBYTCHEV D'ORDRE 5



TL083

Toutes les valeurs
sont théoriques.

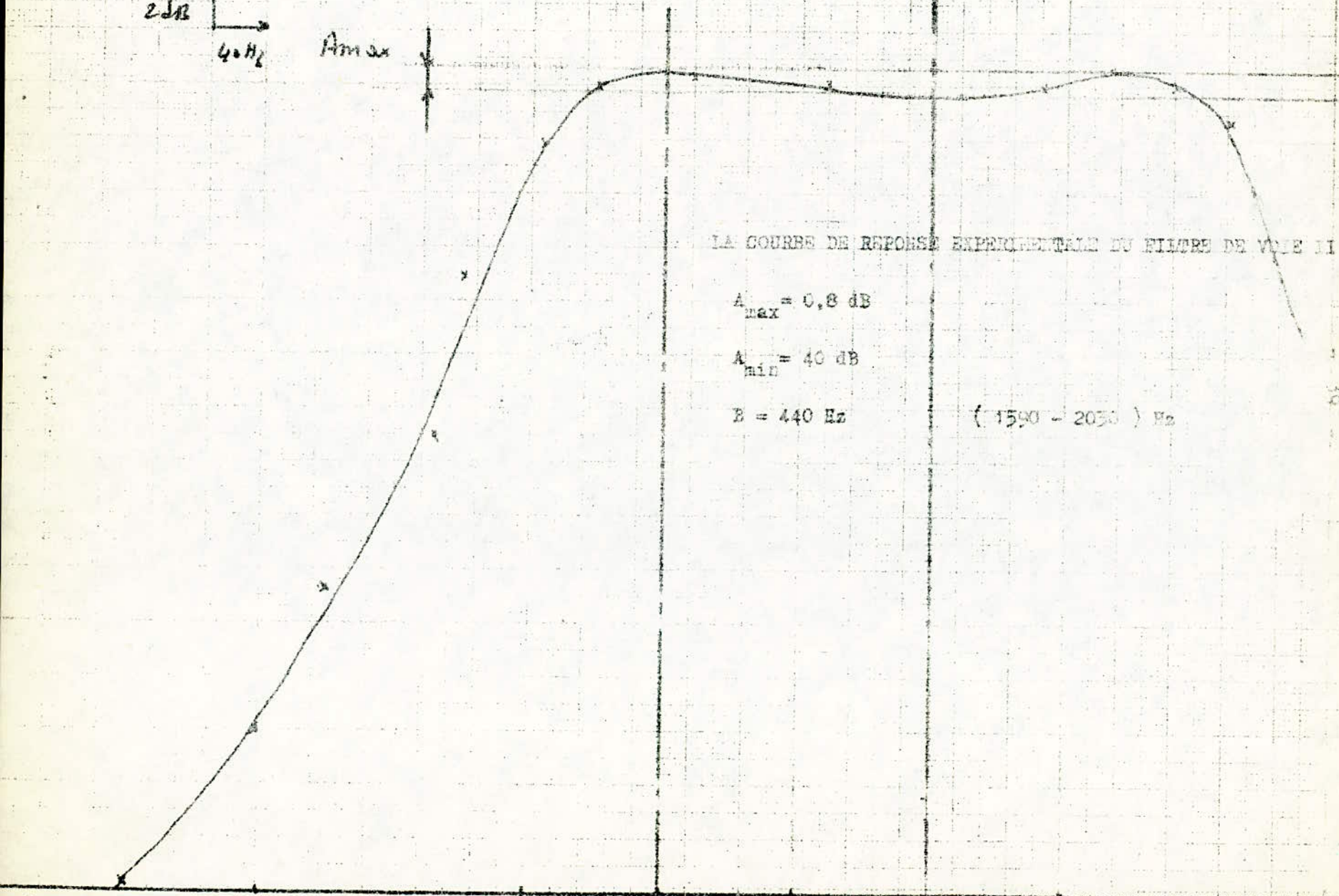
	ORDRE	f_c Hz	H_0	Q	R_2 k Ω	R_4 k Ω	R_5 k Ω	C_1 (nF)	C_2 (nF)
VOIE I	1	1364	84,78	45	3	912	10	10	
	2	1280	9,38	230	0,334	610	10	10	
	3	820	24,78	36	0,933	381	10	10	
	4	870	9,38	22	0,567	194	10	10	
	5	1062	7,50	110	1	223	10	10	
/ / / / /									
VOIE II	1	1547	39,078	47	0,510	305	10	10	
	2	1617	39,078	120	0,126	770	10	10	
	3	1738	14,765	34	0,386	220	10	10	
	4	1868	14,765	102	0,109	660	10	10	
	5	1962	14,334	37	0,270	242	10	10	



Amorces 0,8 dB et $B = 440 \text{ Hz}$ (1580 - 2030)

Echelle
2 dB
40 Hz

Amorces



LA COURBE DE REPONSE EXPERIMENTALE DU FILTRE DE VOIE II

$A_{\text{max}} = 0,8 \text{ dB}$

$A_{\text{min}} = 40 \text{ dB}$

$B = 440 \text{ Hz}$ (1580 - 2030) Hz

3.3 La Demodulation

Dans le cas d'une demodulation FSK il existe differents types de demodulateur que nous decrivons brèvevent.

1) Detecteur a limiteur et discriminateur.

Constitue d'un filtre d'entre F_e qui elimine tout bruit hors de la bande du signale

sans distorsion et de gain : G_e tel que $G_e = \begin{cases} 1 & \text{si } f \in (f_c - W, f_c + W) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$

On a la demi largeur de la bande passante. A la sortie du filtre le signale

$$Y(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) + \alpha(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) + B(t) \sin(2\pi f_c t + \phi(t))$$

ou $\alpha(t)$ et $B(t)$ correspondent a une decomposition BF du bruit, elle sont en quadrature

de phase (voir figure III-4), et $Y(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \theta(t))$

ou $A(t) = (A + \alpha(t))^2 + B^2(t) \text{ }^{1/2}$

$$\theta(t) = \text{Arctg} \frac{-B(t)}{A + \alpha(t)} \approx \frac{-B(t)}{A} \text{ car } S/B \text{ est grand.}$$

Le limiteur donne le signe du signale $Y(t)$ tel que

$$Z(t) = \text{sgn}(\cos(z(t))) \text{ et } z(t) = 2\pi f_c t + \phi(t) + \theta(t).$$

$Z(t)$ a des harmoniques (aux frequences $3f_c$ et $5f_c, \dots$, etc) du a la fonction $\cos(z(t))$

qui est a bande etroite autour de f_c , d'ou necessite d'un filtre zonale F_z

qui ne laisse passer que les frequences f_c et a la sortie de F_z on a $U(t)$

$$U(t) = \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_c t + \phi(t) + \theta(t))$$

Le discriminateur de frequence delivre la phase de l'onde recue a sa sortie on a

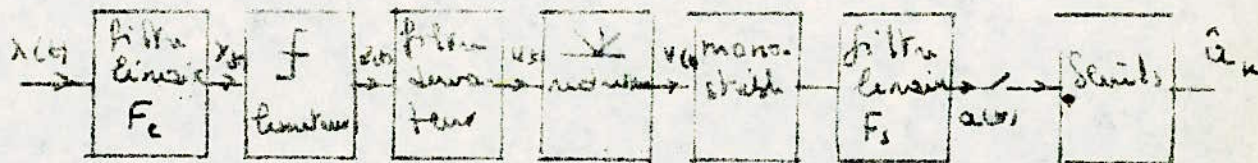
$$V(t) = a(t) - \frac{1}{2W_1} \frac{B(t)}{A} + \frac{f_c}{W_1}$$

Il apparait donc l'existanse d'un bruit qui depend de la bande passante: donc plus W est grand plus la detection est bonne, ce qui veut dire que la MF peut do



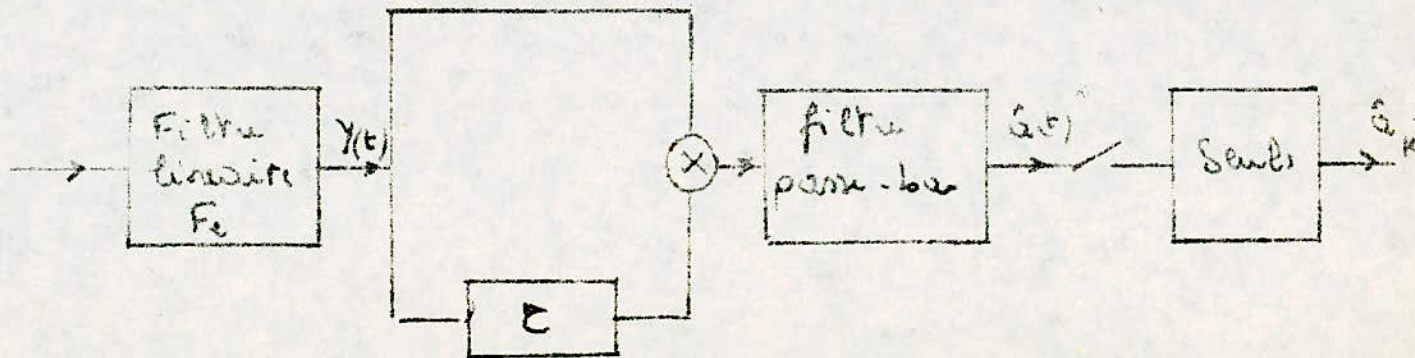
fig III-4
Recepteur a limiteur et discriminateur

fig III-5



Demodulateur de fréquence par comptage

fig III-6



Recepteur différentiel.

donner de bon resultat pour des faibles vitesses. On doit choisir un filtre de sortie F_s qui elimine au maximum le bruit sans distordre le signal.

Detecteur a comptage

La frequence instantanee d'une onde peut etre estimee en comptant les passages par zero dans un interval du temps (voir fig R-2)

Le monostable calibre les impulsions recues qui sont delivrees par le deriveur redresseur. A la sortie on a des impulsions positives et rectangulaires

Ce type de demodulation est utilise dans le cas ou $f_c \gg \frac{1}{\Delta}$

Detecteur differentiel

Pour ce type de demodulation il suffit de multiplier l'onde

retardee d'un temps $t_1 = \frac{1}{4f_c}$ on multiplie $Y(t)$ et $Y(t-t_1)$ d'ou

$$Z(t) = \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(f_c + W_1 a_i) t_1) + \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(f_c + W_1 a_i)(2T - t_1) + 2\phi)$$

En passant dans le filtre de sortie (FPB) $Z(t)$ devient

$$Z(t) = \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(f_c + W_1 a_i) t) - \frac{A^2}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{W_1}{f_c} a_i\right) t$$

Si $W_1 \ll f_c$ on a $\hat{a}(t) = \lambda a_i$ avec $\lambda = \frac{A^2 \pi W_1}{4f_c}$

Detection PPL

La detection doit etre faite par un comparateur de phase boucle a phase asservie (PPL). Deux cas se presentent:-

a) Si le signal d'entre est nul, le comparateur donne une tension V_r nulle d'ou oscillation du VCO a une frequence f_0 (frequence centrale).

.../...

b) Si la tension V_e est différente de zéro, le comparateur fait la différence entre la fréquence et la phase du signal d'entrée et celle du VCO et engendre une tension d'erreur V_r proportionnelle à la phase et la différence de fréquence des deux tensions VCO et V_e .

Cette tension d'erreur V_r est filtrée et appliquée au VCO lorsque la fréquence d'entrée est suffisamment proche de la fréquence du VCO celle-ci se verrouille en fréquence avec celle du signal d'entrée V_e (voir fig III-8)

Le PPL peut être verrouillé que dans une bande de fréquence limitée appelée la bande de verrouillage du système (Traking Range).

- La bande de fréquence dans laquelle le PPL peut être verrouillé est appelée bande de capture (capture range) elle est moins large que la bande de verrouillage du système.

En modulation FSK, le signal d'entrée est commuté entre deux fréquences distinctes (de 200 Hz dans notre cas) soit f_1 et f_2 la largeur de bande VCO est établie pour une fréquence maximale de $f_1 + d$ et minimale de $f_1 - d$ d'où le PPL se verrouille pour $f = f_1 + d$ soit f_2 .

Lorsque le PPL est en verrouillage, la sortie du comparateur de phase est basse; à $f = f_2$ le PPL est deverrouillé et passe au niveau haut d'où la détection du signal.

Détection de la porteuse :

Afin qu'un signal puisse être détecté dans le cas de notre MODEM il est nécessaire que la porteuse soit présente et détectée c'est pour ceci qu'on associe à notre démodulateur un circuit détecteur porteuse.

Le schema de base (fig. 1) est composé d'un circuit PPL et d'un comparateur en quadrature de phase.

Si le signal appartient à la bande d'émission, le VCO se verrouille sur cette fréquence et livre un signal de fréquence f_0 et déphasé de 90° , le comparateur fait la différence et genere un signal proportionnelle à cette fréquence.

Cette tension est comparé à une autre tension de référence et on a notre porteuse détecté à la borne 5.

Si f n'appartient pas à la bande la porteuse n'est pas détecté.

CONCLUSION :

Des différentes études on remarque donc que la démodulation par circuits PPL présente l'avantage d'utiliser un simple circuit (intégré) autant de plus qu'il existe des circuits intégrée qui peuvent detecter la porteuse en même temps et d'une grande stabilité en température.

Mise en forme du signal détecté :

Le signal détecté à la sortie de la borne 11 n'est pas un signal binaire pour ceci on doit faire appel à un comparateur de tension et à une tension de référence (voir fig. 1) D-9)

Tout d'abord on doit supprimer toutes surmodulation de ce signal pour ceci il suffit de le faire passer dans un filtre passe bas et ce signal sera comparé à une tension de référence V (tension interne $\frac{V_{dd}}{2}$).

Si le niveau de ce signal est supérieur à V , la borne 7 est à l'état 1 sinon est est à l'état 0 d'ou notre signal logique transmis.

Le Demodulateur :

On a vu que la demodulation consiste à detecter la porteuse et le signal modulé.

Le circuit intégré XR 2211 a pour avantage de rassembler les deux fonctions en un seul boîtier (voir fig.III-7) comme il a de très intéressantes performances :

- Large bande de fréquence 0,01 Hz - 300 KHz
- Large bande dynamique 2 mV - 3 V
- Compatible avec la famille logique DTL, TTL, ECL
- Alimentation de (4,5 - 20)V
- Excellente stabilité en température 20 PPM/°C
- Zone de capture ajustable de $\pm 1\%$ à 80 %
- Dissipation et dérivation de la tension à 25 pour le boîtier ceramique 750 mW et 6 mV/°C
- la fig. 3 montre le schéma de base du montage pratique.

La mise au point du démodulateur

Tout d'abord on doit procéder au réglage de la detection porteuse sans elle aucun signal ne peut être detecter à la sortie du démodulateur, dont :

1) Réglage de la gamme de detection de porteuse (R_d, C_d) : avec $R_d = 510 K$

le constructeur recommande de prendre pour $C_d = \frac{16}{\text{bande de fréquence}}$

2) Une fois la detection porteuse est bien réglée, on doit déterminer :

a) La fréquence centrale f_c pour chaque canal, on a $f_c = \frac{1}{R_0 C_0}$

on fixe C_0 arbitrairement et on tire R_0 .

b) La bande de verouillage (Tracking range) avec $f = f_c \frac{R_0}{R_1}$

Demodulation XR-2211

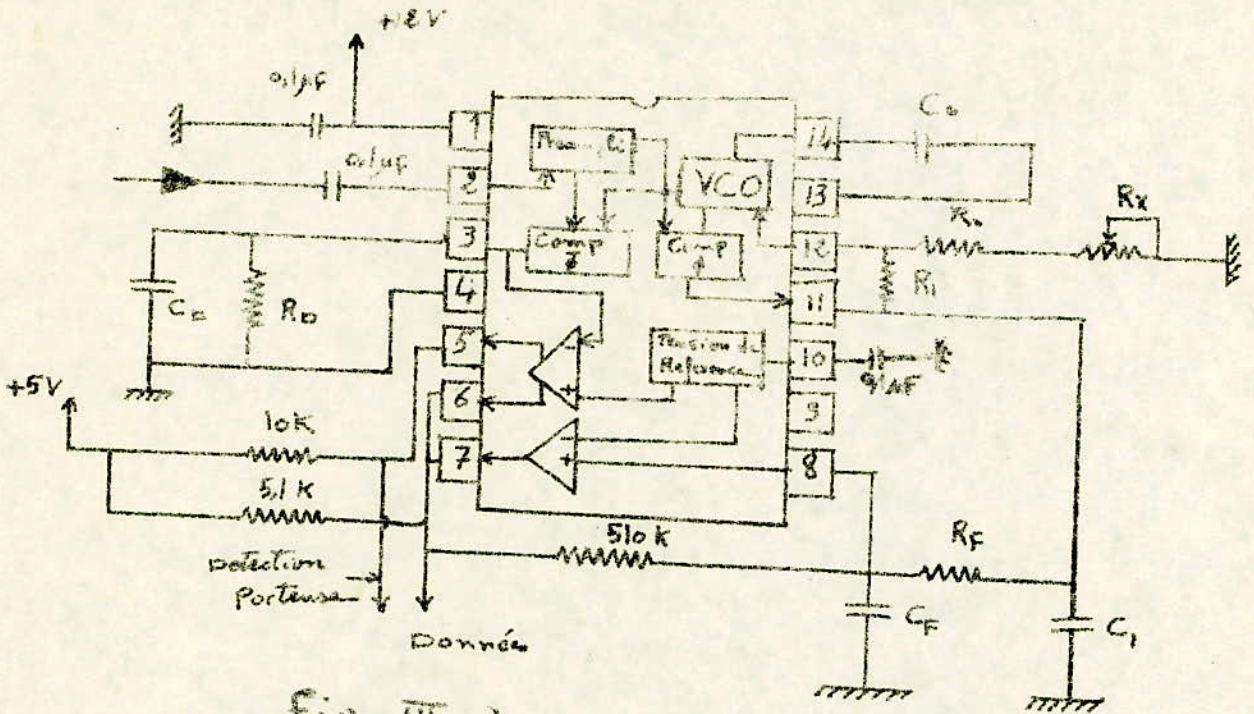


Fig III-7

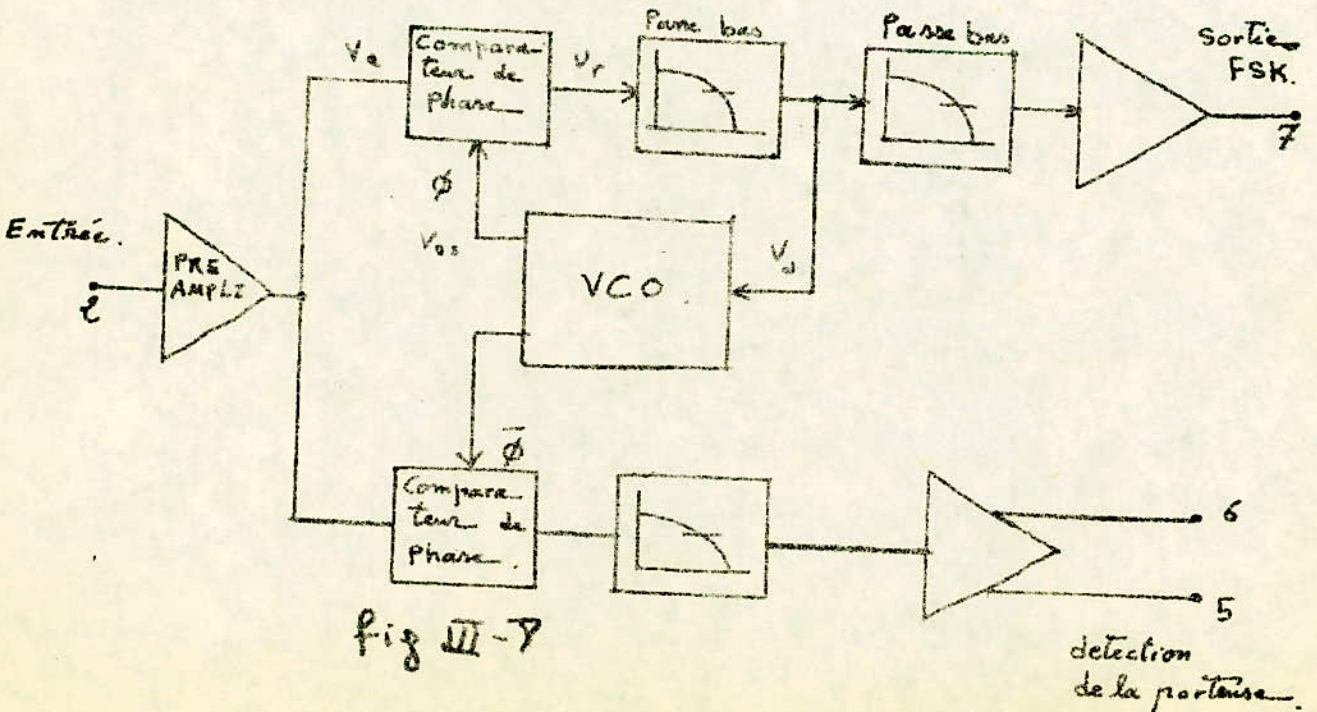


Fig III-7

detection de la porteuse.

C) La bande de capture $\pm f_c$, bande ou 1% peut être verrouillée, limitée par R_1 et $C1$ pour une application $f_c = (88-99)\% f$

D) Il faut ajuster les filtres de sortie, le constructeur recommande de prendre

$$C_F = R_F C_F = \frac{0,3}{300 \text{ bauds}}$$

Remarques importantes :-

De tel réglages s'avèrent insuffisants pour avoir une bonne démodulation en dynamique ce qui rend certain réajustement nécessaire :-

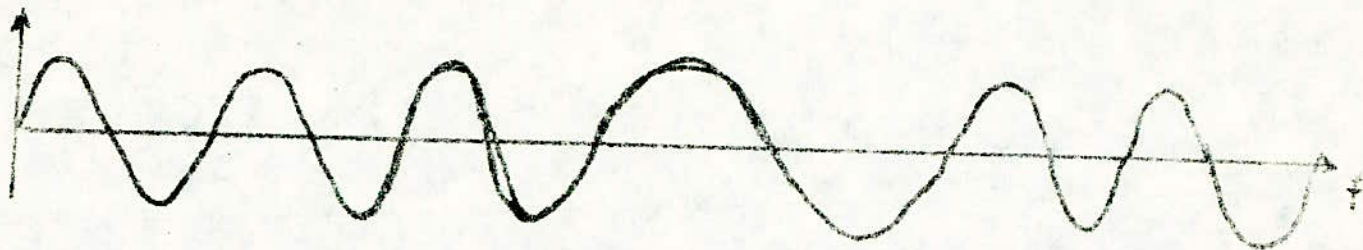
1) Vérifier que la différence des niveaux entre les fréquences f_1 et f_2 de la bande est de l'ordre de 4V à la pince 11 et symétrique par rapport à la fréquence centrale. Les éléments sensibles pour un tel réglage sont ($R_0, R_x, R_1, R_1, C1$)

2) Réajuster le filtre passe bas de sorte qu'il filtre toute modulation superposée sur le signal, mais il laisse passer toutes séquences de données pouvant aller à une vitesse minimale de 400-450 bits/s

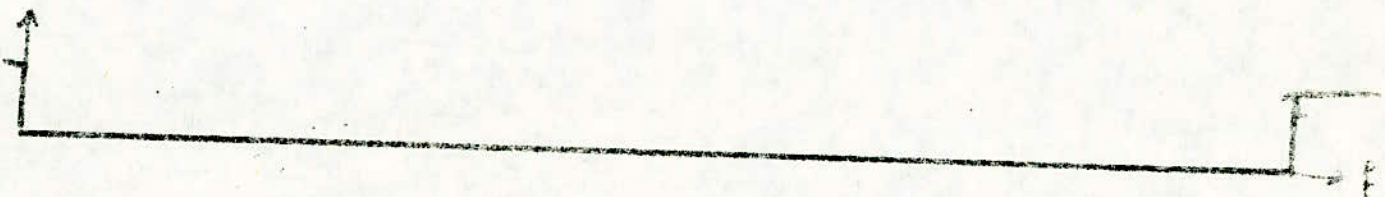
3) La remarque la plus importante dans cette mise au point est que la tension continue (off set) ne doit pas changer avec la vitesse de modulation, et pour toutes séquences d'informations transmises soit par exemple (1/1, 1/3, 1/7, ..., etc).

Le réglage peut être fait en jouant sur la gamme de verrouillage soit sur $R1$, c'est à dire augmenter f . Tout en remarquant que la gamme de réception n'est affectée.

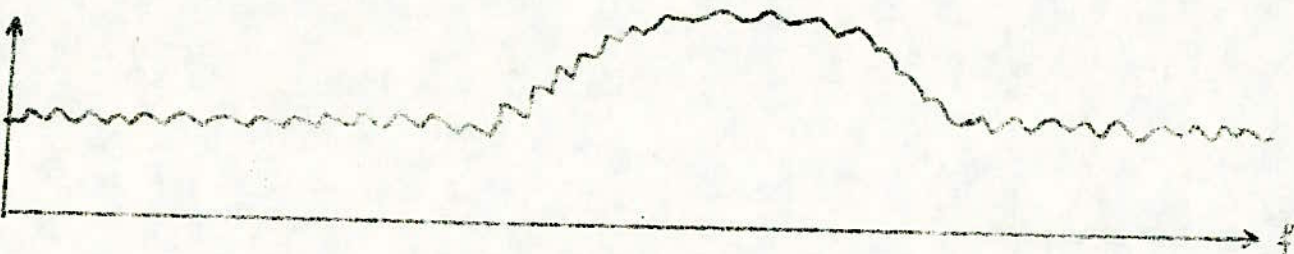
Broche
entrée



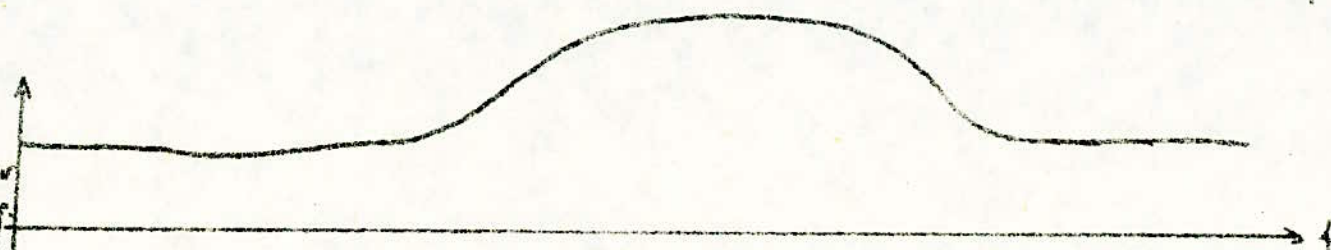
Broche 5
Detection
Pattern



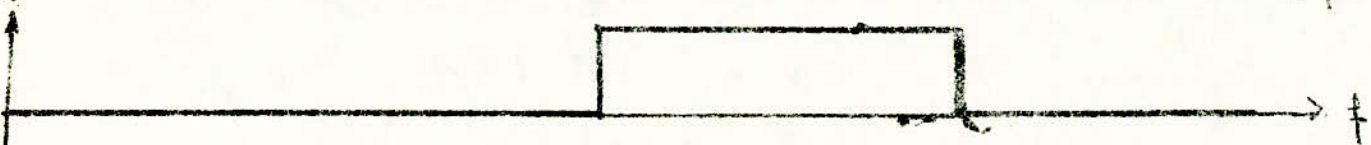
Broche
11
Sortie PPL



Broche 8
entrée
Comparateur
Après filtrage



Broche
6+7
Sortie des
Données



III-4 Le duplexeur :-

Le duplexeur a pour but de separer les voies d'emission et de reception qui se presentent sur la meme ligne de transmission.

La figure D-2 reprente le shema de principe.

Calcul theorique:-

Afin de determiner les valeurs des composants, appliquons la methode de

superposition. Soit pour $V_{LN}=0$ on a $V_{SN} = -\frac{R_2}{R_1} V_{1N}$ (1)

pour $V_{1N}=0$ on a $V_{SN} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_{LN}$ (2)

De (1) et (2) on a $V_{SN} = V_{LN} (1 + \frac{R_2}{R_1}) - \frac{R_2}{R_1} V_{1N}$

$V_{1N} = V_{1N} (\frac{R_4}{R_4 + R_3})$ diviseur de tension

D'ou $V_{SN} = V_{1N} \frac{R_4}{R_4 + R_3} (1 + \frac{R_2}{R_1}) - V_{1N} \frac{R_2}{R_1}$

Lorsque on a un signale emis V_{1N} celui-ci doit passer sur la ligne de transmission mais sur la voie de reception du modem, c'est a dire que le signale transmis ne doit pas gener la reception. Et $V_{SN}=0$ D'ou :-

$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} (1 + \frac{R_2}{R_1})$ soit $R_1=R_2$ et $R_3=R_4$

D'autre part lorsqu'un signale se presente a l'entre de la ligne celui-ci

doit passer a la reception tel que le signal recue $V_{SL} = V_{RL} (1 + \frac{R_2}{R_1})$

La composante qui se presente a la sortie de l'emetteur sera mise a la masse

Realisation pratique

est

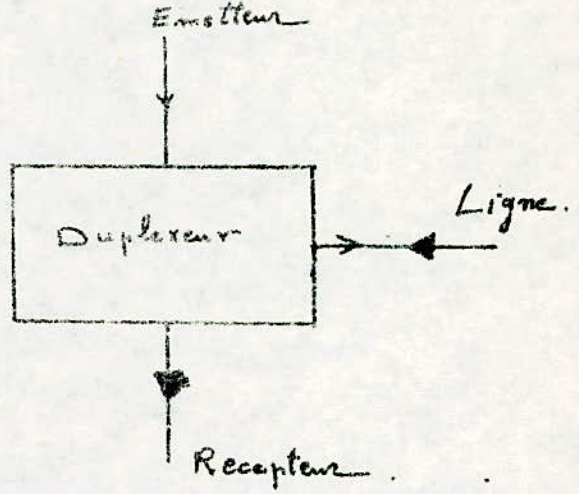
Dans le domaine pratique il est avantageux de remplacer la resistance R_3 par une serie de resistances dont sera connectee par un cavalier (voir R-3)

Afin d'avoir une adaptation de notre duplexeur avec la ligne telefonique,

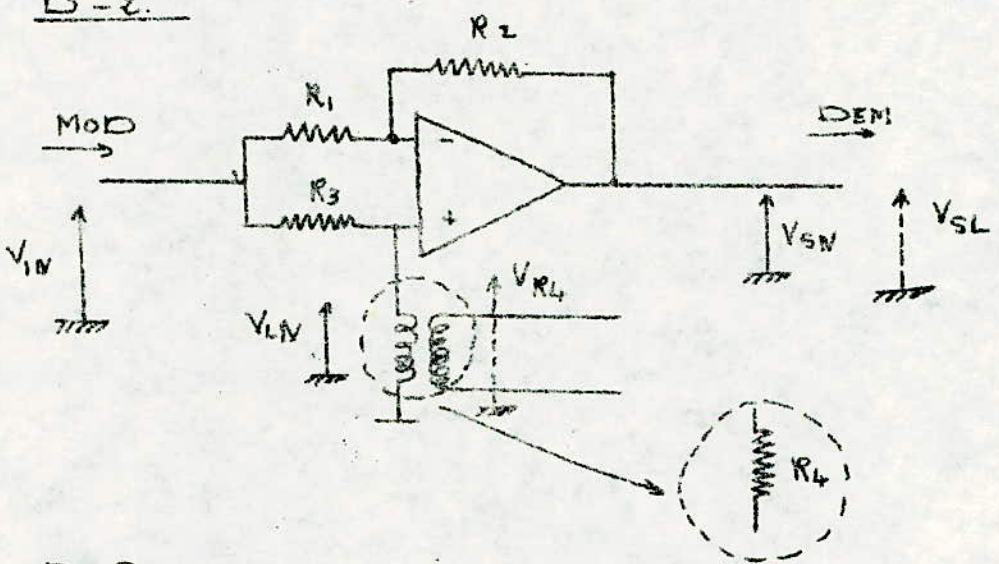
dont l'impedance n'est pas la meme pour toutes les lignes generalement.

Le Duplexeur

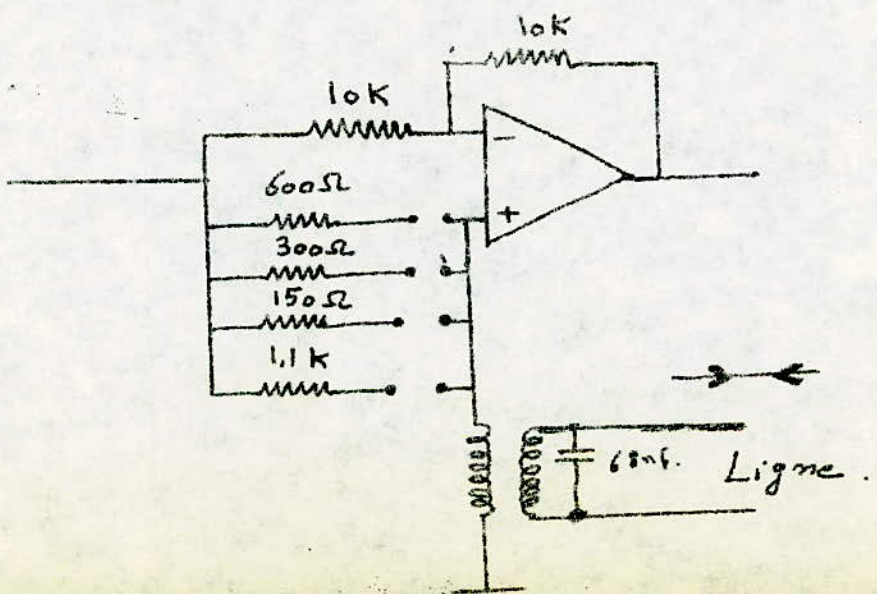
D-1.



D-2.



D-3.



De plus la minimisation du signal reingeste necessite un réglage d'impedance (imaginaire) du fait de l'existence de la bobine de transfert ligne.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{jL\omega} + jC\omega = (C\omega - \frac{1}{L\omega}) j = 0 \quad \text{et} \quad LC\omega^2 = 0$$

Donc par mise en parallèle d'une capacite egale a l'inductance de la bobine on aura une impedance reel (ohmique) .

LES CIRCUITS D'ADAPTATION , DE BLOCAGE ET DE RETARD

III-5 LES CIRCUITS D'OCCUPATION LIGNE :-

Lorsqu'on etablie une liaison par reseau commute le transformateur de ligne doit assurer la fermeture de la ligne dans laquelle circule un courant de 60 mA, on prevoit un circuit de réglage au bord de la ligne , compose de 3 resistances en serie avec le primaire du transformateur (100 , 220 , 220) . Des courts-circuits judicieux permettent le réglage du courant ligne .

Le circuit

III-6 LES CIRCUITS D'ADAPTATION , DE BLOCAGE ET DE RETARD :-

1) Circuits d'adaptation :- Le systeme de traitement (normalise) delivre des signaux logiques dont les niveaux varient entre +12V et -12V (1 et 0) alors que notre modulateur est alimente par une tension de +12V par rapport a la masse . Par mesure de protection le signale d'entre doit etre de 5V maximum . D'ou necessite d'une adaptation des signaux logiques . Donc il suffit d'attenuer les signaux sortant du systeme de traitement et amplifier les signaux provenant du MODEM . D'autre part Les impedances des differantes broches de la prise cannon (Normalise d'apres l'avis V24) doivent avoir des impedances de 3900Ω pour l'entre du MODEM et de 1500Ω pour sa sortie .

- Le circuit logique MC 1489 repond efficacement a ces conditions comme circuit d'entre pour le MODEM .

comme circuit d'entre pour le MODEM ,il convertie les signaux logiques de $\pm 12V$ a (0 - 5)V .

-Le MC 1488 fait la conversion (0 - 5) V en $\pm 12V$, on l'utilise comme circuit de sortie du MODEM .IL est compose d'un simple montage amplificateur .

2) Circuit bloqueur :- Afin de proteger le systeme de transmission contre toute detection indésirable ,le modulateur doit delivrer sa porteuse que si le systeme de traitement "demande a emettre " . C'est un interrupteur electronique qui bloque et debloque le modulateur .

-Le circuit integre MC 1416 romplie cette fonction .

3) Circuit de retard :- Conformement aux recommandations du CCITT ,en presence du signale "Demende pour emettre"x le MODEM ne doit reprendre par pret a emettre qu'apres un certain retard ($\theta = 40$ ms)qu'on realise a l'aide d'un circuit logique compose de deux circuits integres SN 74123 un monostable et une bascule D; le SN 7474 .UN tel circuit nous permet aussi de retarder la detection de la porteuse d'un retard ($\theta = 400$ ms) (Voir figure R-1 et R-2

Fonctionnement :- Lorsque une tention -12 V existe sur la pin 4 de la prise w Cannon "Demende pour emettre "celle-ci est a l'etat 0, la sortie de l'adapta l'adaptateure MC 1489 est a l'etat zero,le SN 74123 a son entre et sa sortie a l'etat zero .

L'entre de la bascule D (SN 7474) est force a un , ainsi que le set . L'horloge etant a zero, la sortie de la bascule reste a zero et la porteuse ne sera pas detectee .

- Supposons maintenant qu'une tension apparait (+ 12V) sur le fil " Demende pour emettre " , la sortie du MC 1489 est a l'etat un , a la

sortie du SN 74123 on aura une impulsion negative (sortie \bar{Q}) d'une duree $t = 40$ ms , le SN 7474 ne reagissant qu'aux fronts montant de l'horloge soit ceux du SN 74123 (pin 4) . La bascule D change d'etat et passe a l'etat un pour y rester tant qu'une autre impulsion n'apparaisse a l'entré de son horloge .La duree de l'impulsion t nous donné le retard cherché .

Le meme principe est retenue pour retarder la detection de la porteuse .

- Soit la pin 5 du XR 2211 est a l'etat un (pas de porteuse) la pin 9 du SN 7474 est a l'etat un , a la sortie du MC 1488 on a l'etat zero , et la porteuse n'est pas detectee .

- Supposons maintenant que la pin 5 passe a l'etat ~~un~~ zero , le SN 74123 placé dans les memes conditions que precedement declenche une impulsion negative de duree $t = 400$ ms , au front de monté de celle-ci la sortie du SN 7474 passe a zero et a la sortie du MC 1488 on aura l'etat un , ~~dix~~ d'ou notre porteuse detectee .

- La notice d'application du monostable SN 74123 recommande de prendre pour C_{ext} R_T la formule suivante :- $t_w = 0,32 R_T C_{ext} \left(1 + \frac{0,7}{R_T} \right)$ avec R_T en K , C_{ext} en pF , t_w en ns .

III-4) Le circuit reponse automatique :- Cette option permet au MODEM de repondre automatiquement a tout appel telephonique , a l'aide d'un circuit de commande .

- -Supposons qu'un appel (sonnerie) , un signal alternatif de 50 Hz se presente au boud de la ligne , il sera redressé par un pond de diode en double alternance (1N 4002) , puis filtré par la capacite C_w Le courant continue

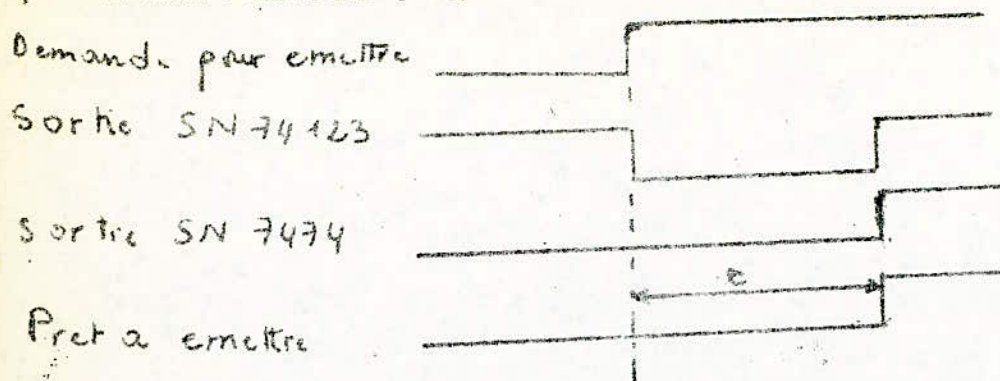
resultant parcourt le photocoupleur. Si le niveau du signal est suffisant de l'ordre de 48 V, le transistor du photocoupleur se debloque et passe à l'état un. Ce signal appliqué à l'entrée du monostable provoque une impulsion de durée $t = 1$ ms à la sortie Q. l'adaptateur parcouru par ce signal aura alors à sa sortie une impulsion positive de durée $t = 4$ ms. Ce signal est appliqué à la pin 22 de la prise cannon "Indicateur d'appel".

Remarque:- Le retard de 1 ms est relié afin de s'assurer qu'il s'agit bien d'un appel et non d'un simple parasite, et de permettre au système de traitement d'établir toutes les commandes et à la porteuse de maintenir la connexion du MODEM sur la ligne une fois le signal d'appel disparu.

Voir figure à la page 57

Chronogramme de la réponse :-

a) Prêt à émettre



b) Porteur détecté

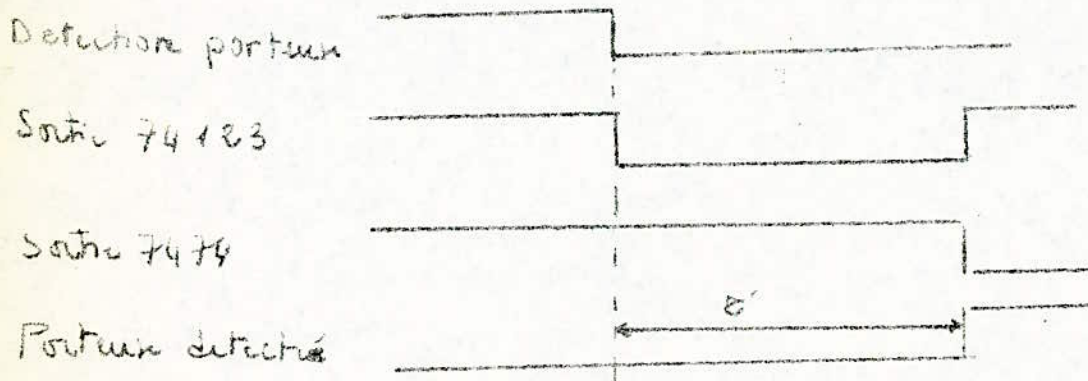
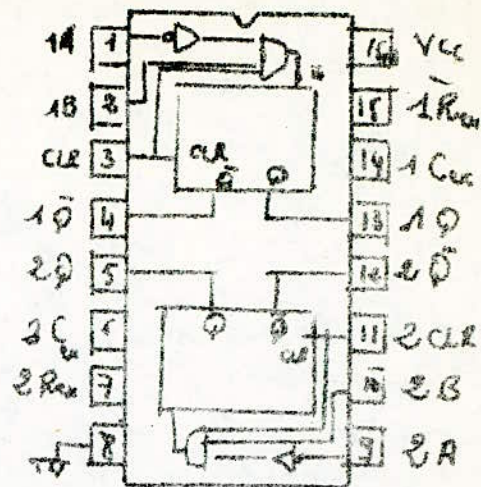
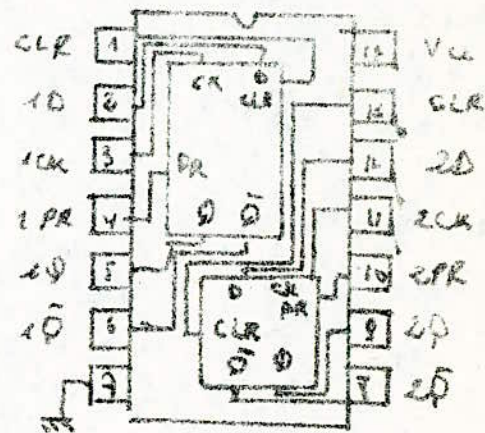


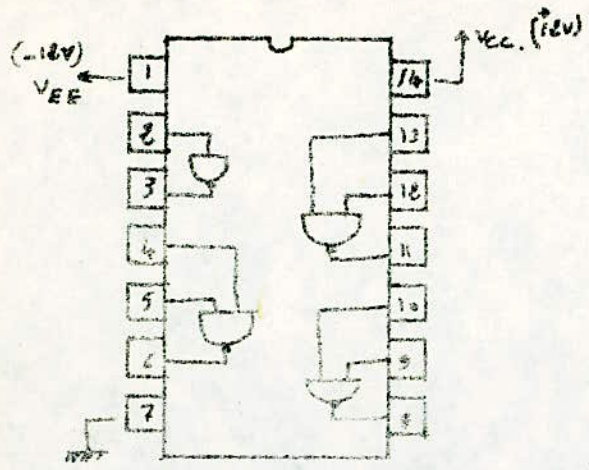
Fig R-e



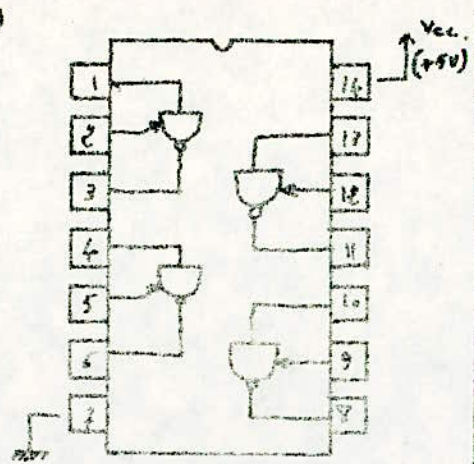
Boitier du SN74123



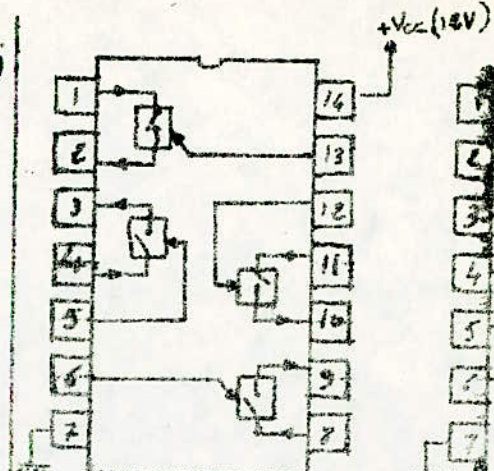
Boitier du SN7474



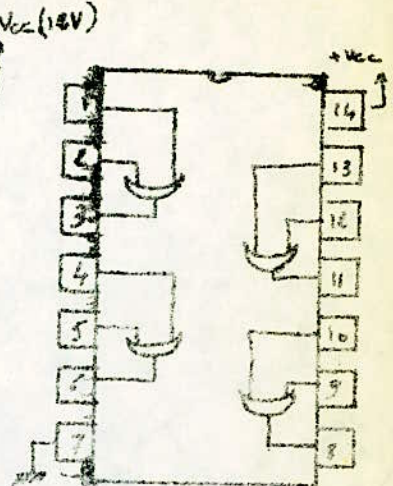
1488 L.



1489 L.



MC14016.



SN7438.

Circuits d'interface

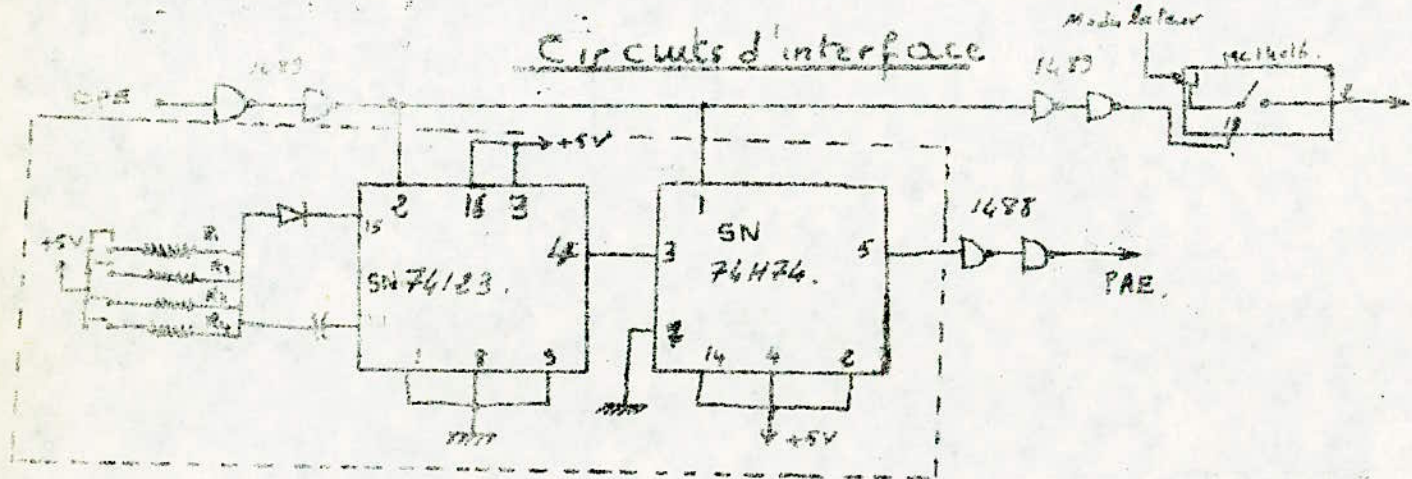
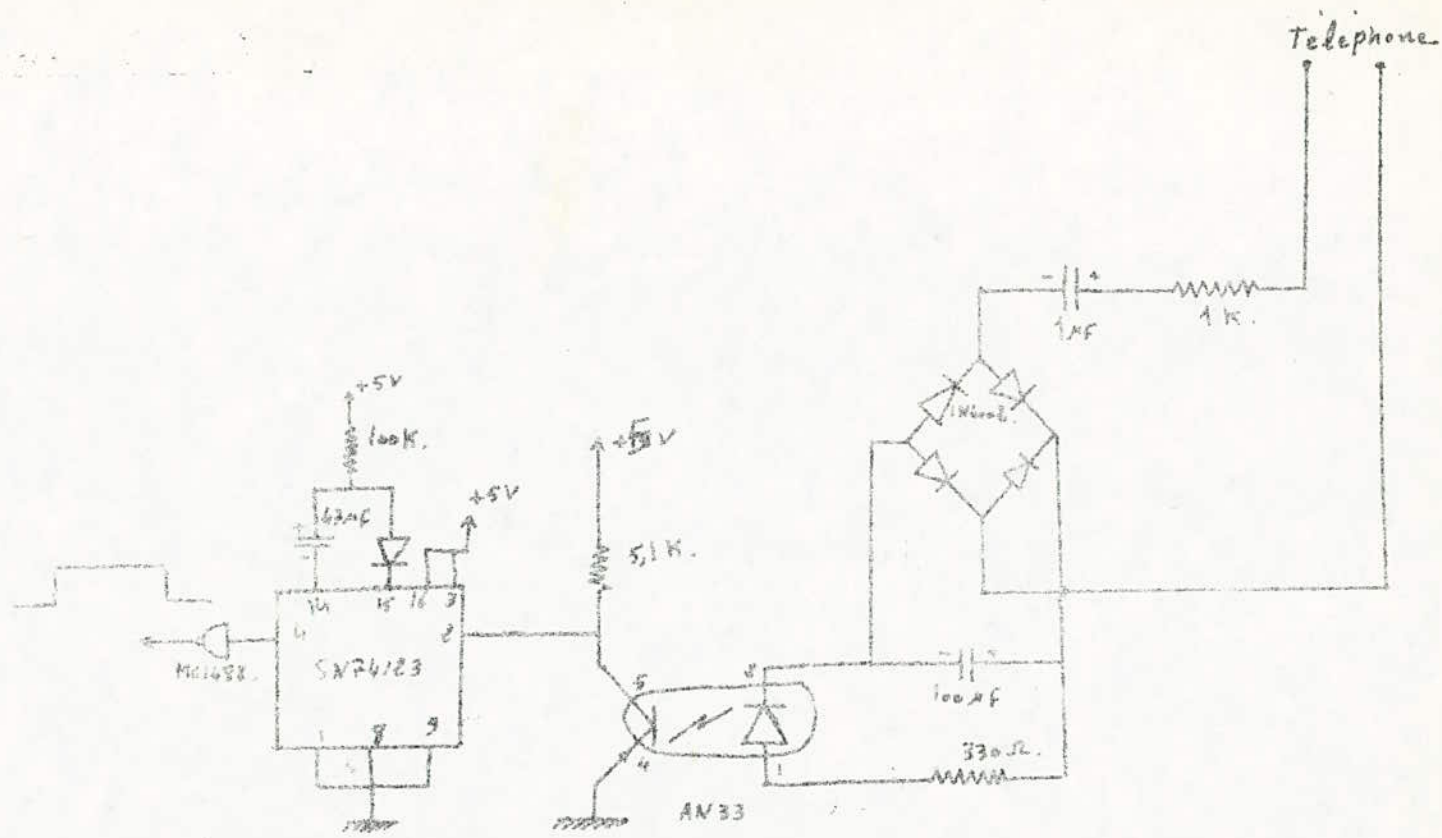


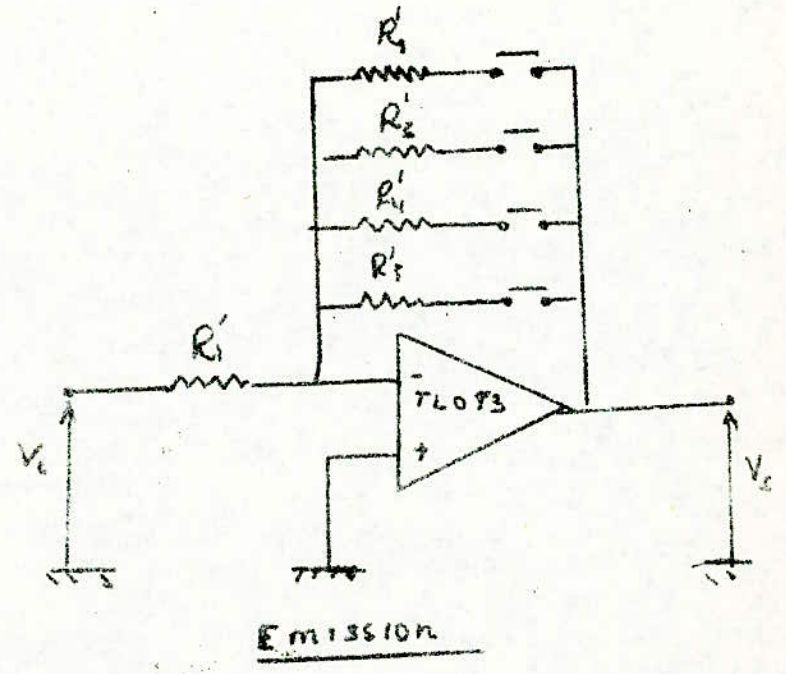
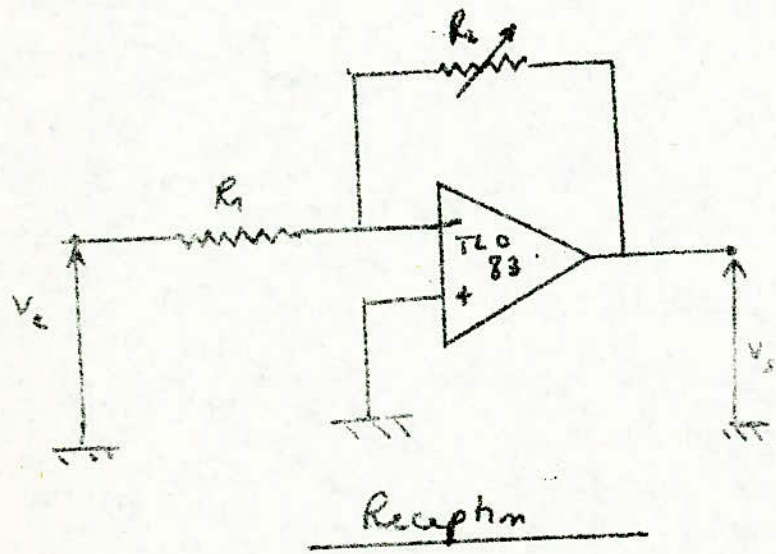
fig R.1 Circuit de retard.

- 57 -



Detecteur d'Appel TEL.

Amplificateurs de :-



- Pour l'amplificateur de reception on prévoit un potentiometre permettant le réglage suivant le type de ligne.
- Pour l'émission, le niveau V_c réglable par bande de 3 dB. par utilisation de cavaliers.

CHAPITRE 4

IV-1) DESCRIPTION DU SCHEMA GENERALE DETAILLE :- Le MODEM 300 bits/s est d'une technicité très simple et peut être facilement utilisé par un personnel sans technicité. Il est composé de deux chaînes :-

1) Chaîne d'émission :- composée du modulateur (XR 2206), d'un filtre d'émission (~~et~~) et d'un amplificateur (3x TL083). Trois résistances soudables sont prévues pour régler le niveau d'émission, et le duplexeur aiguille l'information sur la ligne téléphonique.

2) Chaîne de réception :- composée d'un filtre actif (et d'un amplificateur de réception (3 x TL083) et d'un démodulateur (XR 2211) qui contient aussi un circuit de détection de la porteuse.

-On remarque dans le schéma générale l'existence d'organes d'interfaçage MC 1489 et MC 1489L. Les circuits de cervettes assurent le déroulement des différentes phases de transmission sur les divers fils de la jonction CCITT (SN 74123, SN 7474). A la sortie du démodulateur on a un circuit bloqueur (MC 14016) ~~sexe~~ celui-ci bloque la sous porteuse ~~en~~ en l'absence de la commande " Demande pour émettre 3".

-A l'intérieur du MODEM existe le commutateur électronique qui permet de répondre par l'affirmatif à la commande " Connectez le poste de donne sur la ligne " si la sonnerie est détectée.

- Certains systèmes de traitement ne disposent pas de commande "connectez le poste de donne sur la ligne " et le "poste de donne prêt", pour ceci on a prévu un " bouton poussoir " qu'on doit maintenir manuellement pour une seconde

le temps que la liaison s'établisse .

IV-2) DISPOSITION DES ELEMENTS SUR LE CIRCUIT IMPRIME

Le circuit est de forme rectangulaire de dimension (15 × 25) cm .

les elements sont disposes de sorte que :-

- Les elements occupent le minimum d'espace .

-- Dans la face avant on aura les voyants (LED) , le bouton poussoir TD/TEL et le commutateur de bouclage NORMAL / BOUCLE .

-Dans la face arriere on aura la V24 , prise de ligne telephonique prise de secteur et le commutateur OFF / ON .

-LA carte du MODEM est imprimée sur deux faces afin d'éviter tout encombrement de ligne et avoir une bonne simplicité de circuit sur un minimum d'espace.

-Tous les potentiometres de réglage sont disposés de sorte que leur accès soit facile .

-Tous les points sensibles du MODEM sont marqués par une lettre alphabétique facilitant leurs repérage au réparateur .

Les filtres I et II (A,B,C,D) entre et sortie respectivement .

Le modulateur (E , F) idem

Le demodulateur (G , H) idem

-Les cavaliers soudables sont prévues pour le réglage, sont facilement accessible a l'utilisateur .

IV-3) VERIFICATION DU BON FONCTIONNEMENT DU MODEM

Le Materiel utilise :- Valise de test .

- Oscilloscope deux voies .
- Ligne similee ou reelle .
- Alimantation stabilisee $\bar{+} 12 V , + 5 V$

- Realiser toutes les connections du modem avec le systeme de traitement , la ligne et le secteur . Placer les deux commutateurs sur les positions normal et marche .
- Verifier que le voyants DPE et PAE du MODEM A sont ecleres une foix la valise de test est mise sn service (on utilise la valise de test comme systeme de traitement , celle-ci a l'avantage de nous indiquer le pourcentage ~~est~~ de la distortion biaise et le nombre d'erreure de notre transmission .
- Boucler le MODEM B sur lui-meme en mettant la broche 4 de la prise CANNON a +12 V et en court-circuitant la broche 2 et 3 de ce MODEM (voir fig IV-1)
- SI la qualite de la transmission n'est pas bonne , quelques reglages simples doivent etre effectues avant la mise en service du MODEM .
- Le reglage se fait simultanement sur les deux modem .

1) Verification de l'etat de fonctionnement dase circuits de retards:-

Le retard entre les DPE et PAE doit etre de l'ordre de 400 ms , mesurable a l'aide de la valise de test . Pour ceci on doit mettre la pin 4 a +12 V (les deux lampes DPE et PAE doivent etre eclerees avec un decalage de l'ordre de 400 ms .

S'assurer que le signale "poteuse detectee " est retarde de 20 ms environ

en connectant et en deconnectant la ligne ceci est relativement difficile a verifier visuellement .

2) Verification de l'etat du modulateur et son reglage (point A-F)

Deconnecter le systeme de traitement, mettre la broche 2 de la jonction CCITT a +12 V , le modulateur doit emettre sa frequence haute ,et a -12 V la broche 2 le modulateur doit emettre sa frequence basse .Dans le cas ou les frequences ne sont pas precises on doit les regler a partir des potentiometres R_{7A} et R_{8A} .

3) Verification de l'etat du filtre d'emission (point A-B) :-

Si on a une transmission de mauvaise qualite (erreure de transmission par exemple) ,le defaut peut provenir des filtres de voies . Elle peut etre le claquage d'un ou de plusieurs amplificateurs operationnels (plusieurs cellules a la fois).La detection de la panne est simple il suffit de suivre le signale de l'entre du filtre a travers chaque cellule.Le travail sera tres simplifie si on est munis d'un wobulateur(voir detail au chapitre III

4) Verification du circuit d'occupation ligne :-

Verifier que le niveau du signal de sortie est de l'ordre de 0 dBm (point K) sinon le regler a partir du potentiometre de l'emplificateur de de sortie .

5) Verification de l'etat de fonctionnement du duplexeur :-

Dans le cas ou on a aucun signal sur la ligne provenant vers le MODEM , le ~~signal~~ niveau du signal a l'entre du demodulateur (point G) doit etre nul ou inferieur a 30 mV (signal reingecte) . Sinon faire de sorte

de sorte que ce signal soit minimum (Max 30 mV) en ajustant la potentiometre du duplexeur .

Si la liaison n'est pas toujours établie il faut passer au MODEM B et continuer les réglages nécessaires comme suit .

6) Verification du filtre reception /-

Procéder comme pour le filtre d'emission (points E-L)

7) Verification du demodulateur (points G et H) :-

On injecte un signal de frequence f_1 ou f_2 a l'entre du demodulateur (point G), la broches 6 et 7 (points G-H) doivent etre a l'etat haut ou bat correspondant . La broche 5 doit etre a l'etat bat si le signal est dans la gamme correspondante et a l'etat haut sinon. Pour tout réglage se referer a la partie demodulation chapitre III .

Si la liaison n'est pas toujours établie regler de la meme facon comme il a ete decrìe precedement la partie emission du modem B et la partie reception du modem A .

Bien que la liaison est établie celle-ci peut introduire des erreurs qu'on peut voir a l'aide d'un generateur de caracteres et un terminal avec ecran .

8) Reglage de la distortion biaise :-

Celle-ci est evaluee en utilisant la valise de test , ou on peut lire directement le taux d'erreure , sinon on emet a l'aide d'un GBF des sequences 1/1 (signaux carrees entre 0-5 V) et un oscillateur double traces ou on injecte sur une voie les signaux emis et sur l'autre les signaux

recues .

Le réglage doit être fait en jouant sur R_2 du modulateur du modem B .

IV-4) Conclusions générales :-

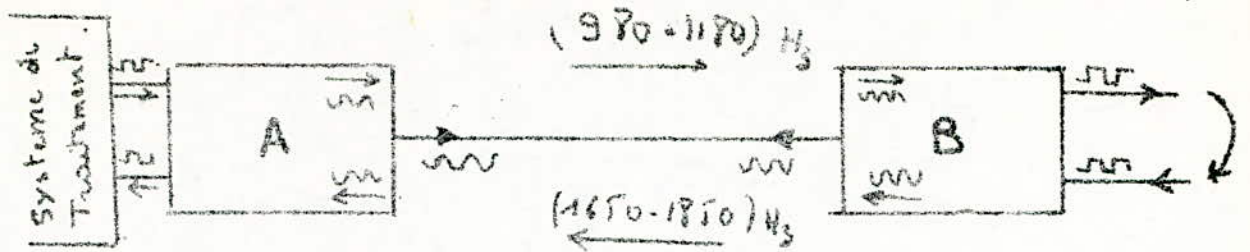
Comme on remarque le MODEM 300 bits/s est d'une technique très simple , il peut être utilisé par un personnel sans technicité.

Tous les éléments actifs sont à circuits intégrés montés sur une carte à circuit imprimé et regroupés par fonction se qui leur réglages simples et peu nombreux avec un maximum de fiabilité .

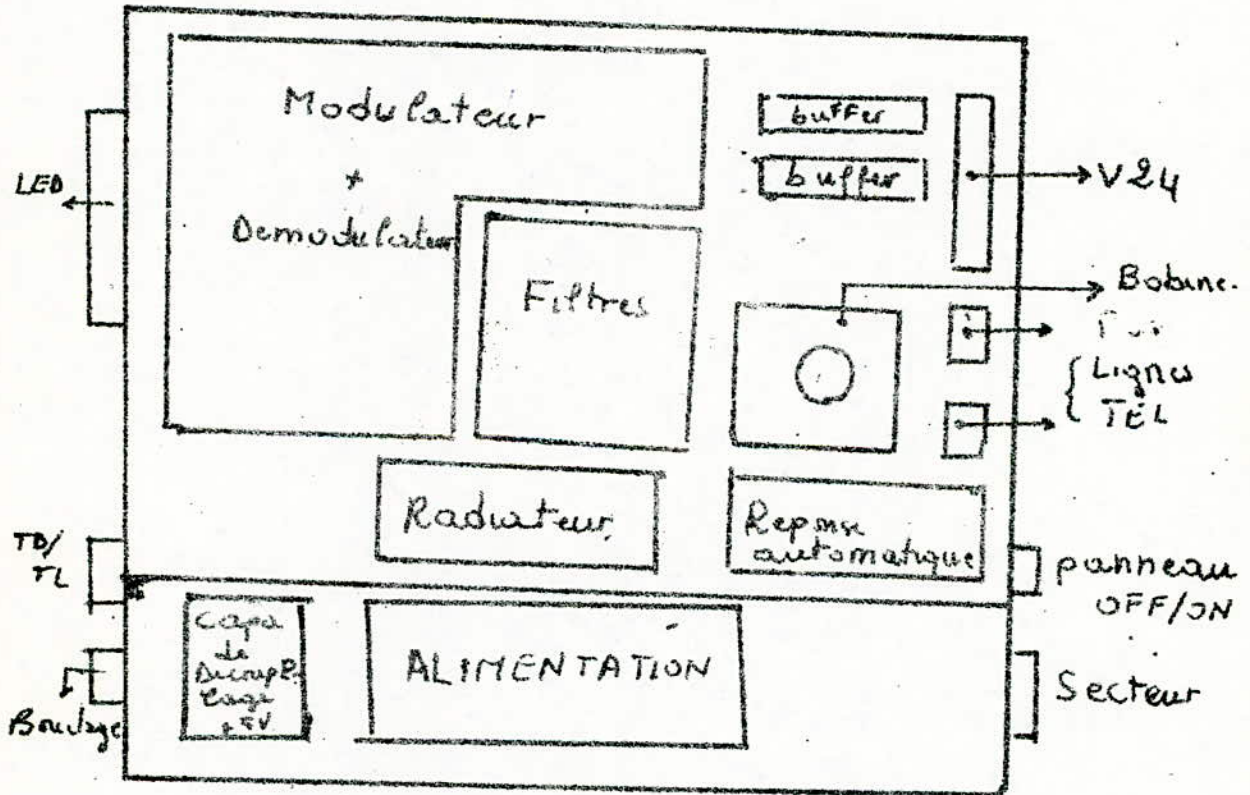
Aucun accès à l'utilisateur ne sera laissé , toutes les commandes nécessaires à celui-ci sont prévues pour qu'elles soient dans la face avant ou arrière du boîtier pour empêcher toutes fausses manœuvres et faciliter l'exploitation du MODEM 300 bits/s .

Pour tout réglage se référer au Chapitre IV , les points essentiels sont faciles à repérer grâce aux points de test judicieusement placés sur la carte du circuit imprimé .

- - - - -
- - - -
- - - -
- - - -
- - - -

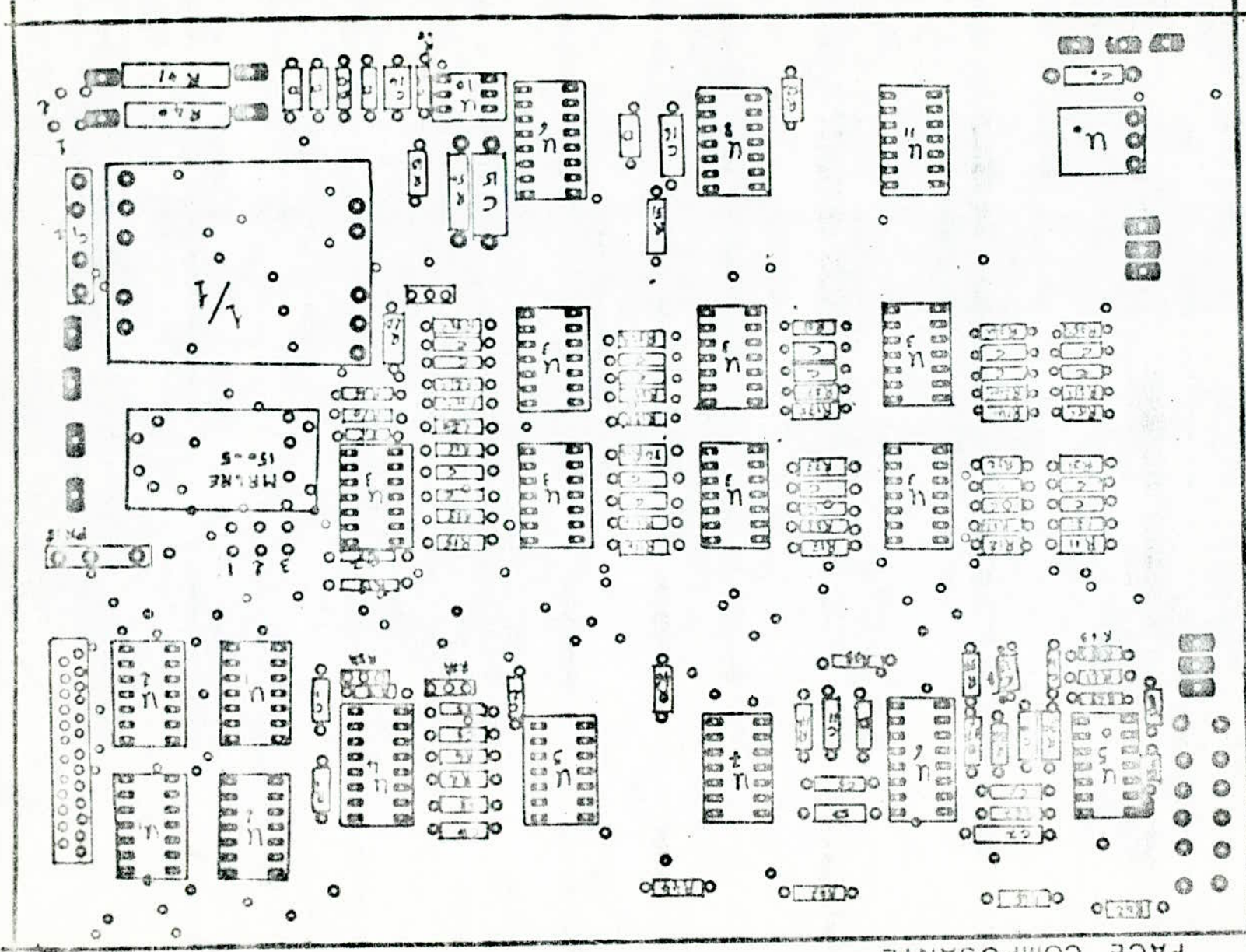


Verification d'une liaison par bouclage



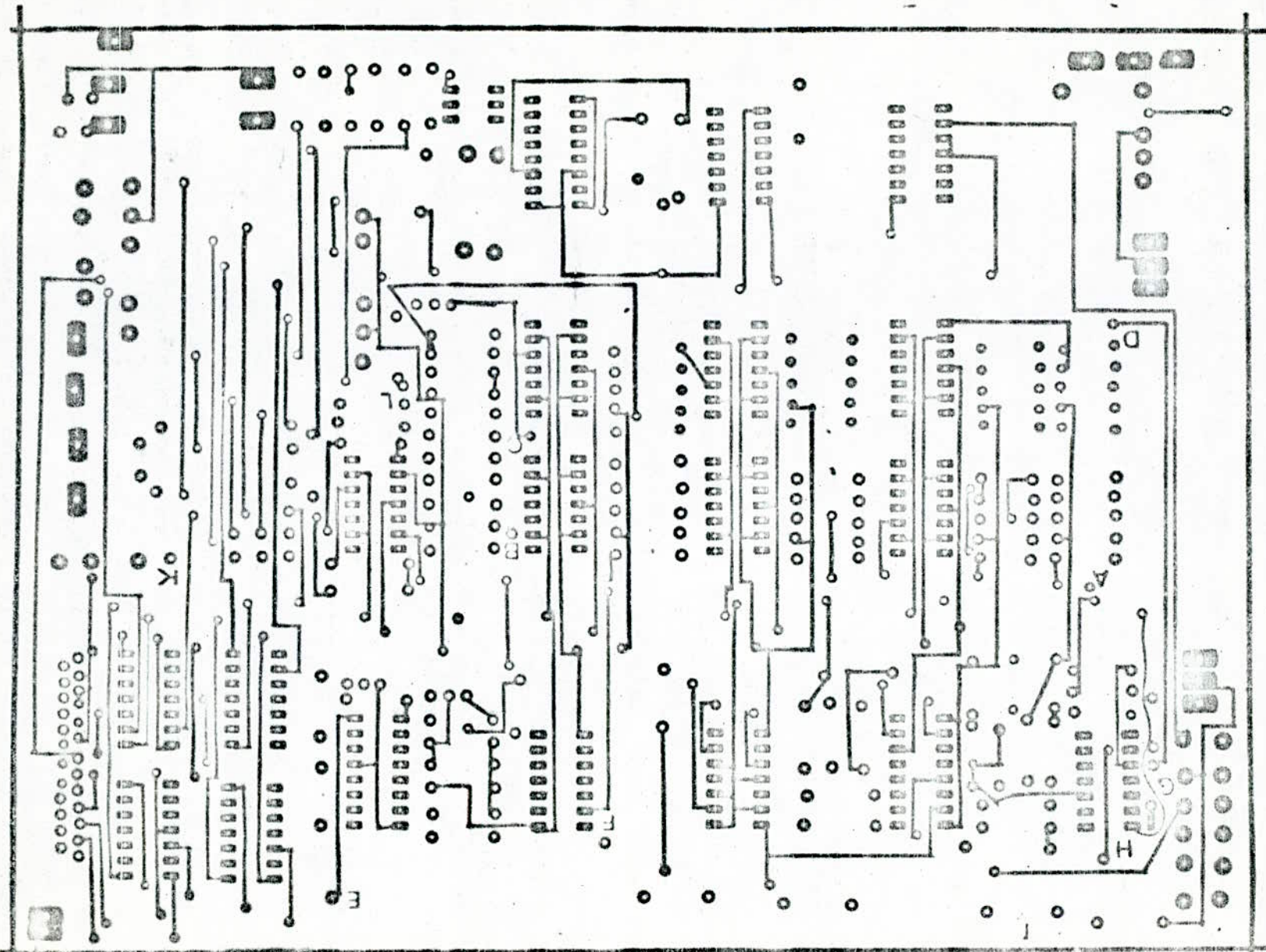
Disposition des differents etages sur le circuit imprimé.

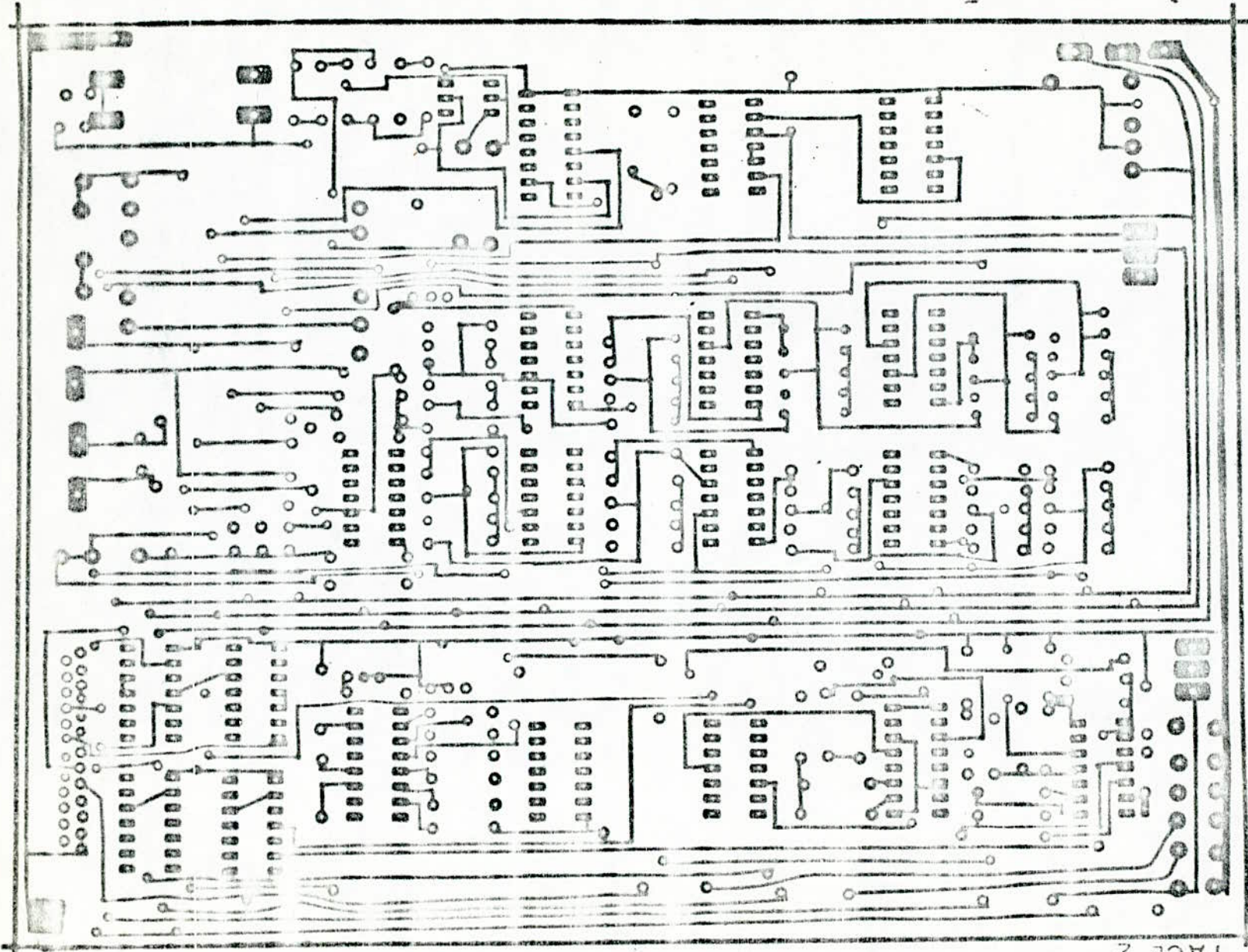
FACE COMPOSANTE



CIRCUIT IMPRIME

FACE 1





FACE 2

1

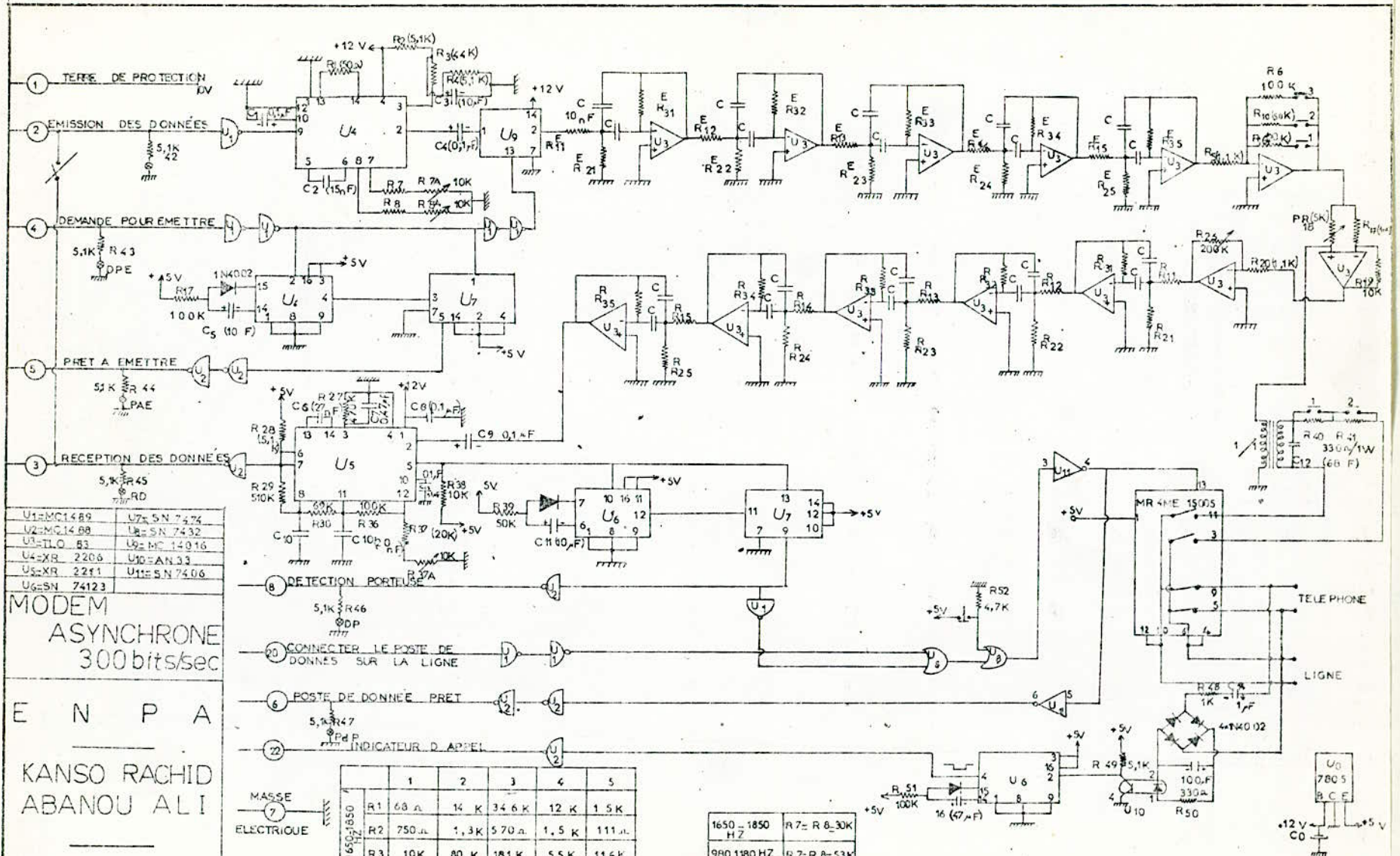
Composants	References	Valeurs	Nombre	Observations
Circuits integres	MC1489	-	2	-
	MC1488	-	2	-
	TLO 83	-	7	-
	XR-2206	-	1	-
	XR 2211	-	1	-
	SN 74123	-	2	-
	SN 74474	-	1	-
	SN 74324	-	1	-
	MC 34016	-	1	-
	AN 33	-	1	-
	SN 7406	-	1	-
	MC 7805 _{cp}	-	1	-
	R ₁	50 Ω	1	1/4 W
	R ₂	5,1 k	1	"
	R ₃	44 k	1	"
	R ₄	5,1 k	1	"
	R ₅	1,1 k	1	"
	R ₆	100 k	1	"
	R ₁₀	50 k	1	"
	R ₁₆	20 k	1	"
	R ₁₇	10 k	1	"
	R ₁₈	10 k	1	"
	R ₂₀	1,1 k	1	"
	R ₂₇	470 k	1	"
	R ₂₈	5,1 k	1	"
	R ₂₉	510 k	1	"
	R ₃₀	68 k	1	"
	R ₃₅	100 k	1	"
	R ₃₆	20 k	1	"
	R ₃₇	10 k	1	"
	R ₃₈	50 k	1	"
	R ₃₉	330 Ω	1	"

Composants	References	Valueurs pour = 1650H ₂ 970H ₂	Nombre	Observations.			
<u>Resistances</u>	R ₄₁	330 Ω	1	1/4 W			
	R ₄₂	5,1 k	1	"			
	R ₄₃	5,1 k	1	"			
	R ₄₄	5,1 k	1	"			
	R ₄₅	5,1 k	1	"			
	R ₄₆	5,1 k	1	"			
	R ₄₇	5,1 k	1	"			
	R ₄₈	1 k	1	"			
	R ₄₉	5,1 k	1	"			
	R ₅₀	330 Ω	1	"			
	R ₅₁	100 k	1	"			
	R ₅₂	4,7 k	1	"			
	R ₇	30 k	53 k	1	1	Précision ± 0,5% (Tolér.)	
	R ₈	30 k	53 k	1	1		"
	R ₉	69 Ω	47 k	1	1		"
	R ₁₀	14 k	30 k	1	1		"
	R ₁₃	34,6 k	35 k	1	1		"
	R ₁₄	32 k	22 k	1	1		"
	R ₂₁	750 Ω	750 Ω	1	1		"
	R ₂₂	43 k	3 k	1	1		"
	R ₂₄	1,5 k	1,6 k	1	1		"
	R ₂₅	111 Ω	1,5 k	1	1		"
	R ₂₃	570 Ω	5,1 k	1	1		"
	R ₃₁	10 k	160 k	1	1		"
	R ₃₂	90 k	116 k	1	1		"
	R ₃₃	191 k	127 k	1	1		"
	R ₃₅	116 k	117 k	1	1		"
	R _{15'}	111 Ω	1,5 k	1	1	"	
	<u>Potentiometres</u>	R _{7A}	10 k	1	95 P 7714 ou equivalent		
		R _{7B}	10 k	1	" "		
		PR ₁₉	5 k	1	95 P 7716 "		
		R ₂₆	200 k	1	95 P 7717 "		
		R _{37A}	10 k	1	95 P 7714 "		

Composants	References	Valueurs	Nombre	Observations.
Capacités	C ₁	1 μ F	1	chimique.
	C ₂	15 nF	1	chimie. Ceramique.
	C ₃	10 μ F	1	Chimique.
	C ₄	0,1 μ F	1	chimique.
	C	10 nF	20	Ceramique (process)
	C ₅	10 μ F	1	chimique.
	C ₆	27 nF	1	Ceramique.
	C ₇	0,47 μ F	1	Ceramique.
	C ₇	0,1 μ F	1	Ceramique.
	C ₉	0,1 μ F	1	Chimique.
	C ₁₀	20 μ F	2	Ceramique.
	C ₁₁	10 μ F	1	chimique.
	C ₁₂	68 nF	1	Ceramique.
	C ₁₂	1 μ F	1	Ceramique.
	C ₁₃	0,1 μ F	1	Ceramique
	C ₁₄	1 μ F	1	Chimique.
	C ₁₅	100 μ F	1	Chimique.
C ₁₆	47 μ F	1	chimique	
C ₀	22 nF	1	chimique.	
Divers :- Relais électrique	MR 4M 1500	-	1	-
Bouton poussoir	-	-	1	-
Commutateur manuel.	-	-	1	-
Diodes	1N 4002	-	7	ou equivalent.
LED	-	-	7	couleurs differentes ou semblables.
Broches CANNON	V 24-	-	-	-
Pin	-	-	20	-
Transformateur de ligne	LEN 44 97	-	1	-
Cercliers	-	-	5	-
Refroidisseur	-	-	1	-

BIBLIOGRAPHIE

- TELEINFORMATIQUE MACCI
- APPLICATION DATA BOOK EXAR
- DATA SHEET EXAR
- DOCUMENTATION INTERNE LABORATOIR TELETRAITEMENT .
- APPLICATION N°1 : STABLE FSK XR 2207,2206,2211 /
- TELECOMMUNICATION EN LIGNE . FARGETTE .



U1=MC1489	U7=SN 7474
U2=MC1488	U8=SN 7432
U3=TL053	U9=MC 14016
U4=XR 2208	U10=AN 33
U5=XR 2211	U11=SN 7406
U6=SN 74123	

MODEM
ASYNCHRONE
300bits/sec

E N P A
KANSO RACHID
ABANOU ALI

JUIN
1982

	1	2	3	4	5
1650-1850 HZ	R1 68 Ω	R2 14 K	R3 346 K	R4 12 K	R5 1.5 K
1650-1850 HZ	R1 750 Ω	R2 1.3 K	R3 570 Ω	R4 1.5 K	R5 111 Ω
1650-1850 HZ	R1 10K	R2 80 K	R3 181 K	R4 55K	R5 116K
980-1180 HZ	R1 46K	R2 30 K	R3 3.5 K	R4 22 K	R5 78K
980-1180 HZ	R1 850 Ω	R2 3K	R3 5.1K	R4 1.6 K	R5 1.5K
980-1180 HZ	R1 160K	R2 116K	R3 127K	R4 210 K	R5 117K

1650 - 1850 HZ	R7= R8=30K
980-1180 HZ	R7= R8=53K

MODEM A	MODULATEUR ET FILTRE D'EMISSON: 980-1180 HZ, DEMODULATEUR ET FILTRE RECEPTION: 1650-1850 HZ
MODEM B	MODULATEUR ET FILTRE D'EMISSON: 1650-1850 HZ, DEMODULATEUR ET FILTRE RECEPTION: 980-1180 HZ