

SEPTIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 28 MAI au 2 JUIN 1979

INCIDENCES DES MODEMS SUR LES PERFORMANCES D'UNE LIAISON MULTIPPOINT

César MACCHI - Danielle MAILLES

L2S - ESE - Plateau du Moulon, 91190 GIF SUR YVETTE. Université P. et M. Curie, Institut de Programmation.

RESUME

On considère les systèmes de transmission de données à grand débit binaire sur des liaisons multipoints. On étudie l'influence de la procédure de commande de la liaison, et de la phase d'acquisition (nécessaire à l'égalisation de la voie de transmission), sur le débit efficace d'information. Une durée excessive de la phase d'acquisition fait perdre tout l'intérêt d'un débit binaire élevé lorsqu'on transmet des messages courts. On propose une définition de la durée optimale d'égalisation, liée au maximum du débit efficace. Ce débit est évalué pour deux types de procédures (TMM-VU et HDLC). On constate, dans ces deux cas, que le débit efficace est optimal lorsqu'à l'issue de la phase d'acquisition, la probabilité d'erreur sur les éléments binaires est de l'ordre de 10^{-4} . On montre que, pour utiliser des modems à 9600 bits par seconde sur liaison multipoint, sans perdre l'intérêt d'un grand débit, il suffit d'atteindre une probabilité d'erreur de 10^{-4} à l'issue d'une phase d'acquisition de moins de 40 ms.

SUMMARY

We consider data transmission systems, with high data signaling rate, for multidrop lines. The behaviour of the throughput with respect to the data link control protocol and to the equalization delay is analyzed. An excessive duration of the acquisition period (necessary for the channel equalization) breaks down the interest of a large data signaling rate, when short messages are transmitted. A definition of the equalization delay is introduced, corresponding to the maximum throughput. We analyze the performance of a multidrop line in terms of the achievable throughput for two data link control protocols (TMM-VU and HDLC). In both cases, it appears that the throughput is maximum when the bit error probability at the end of the acquisition period is near 10^{-4} . We show that the use of 9600 bit/s modems on multidrop lines, can be achieved without losing the interest of this high rate, if an acquisition period less than 40 ms is sufficient to reach a bit error probability of 10^{-4} .



1. - INTRODUCTION

Le développement de la téléinformatique nécessite actuellement la réalisation de systèmes de transmission de données à grands débits, (4800 ou 9600 bit/s), utilisables non seulement sur liaison point-à-point mais également sur liaison multipoint (cf. fig. 1). Cependant les caractéristiques des modems existants, à 9600 bit/s, n'en permettent pas l'emploi sur liaison multipoint [1].

Pour préciser la nature des difficultés rencontrées, rappelons que les modems à grand débit comportent un égaliseur adaptatif et que l'égalisation automatique de la voie de transmission se fait en deux étapes. Au début de la transmission, le modem émetteur envoie une séquence de données connues du récepteur, appelée usuellement séquence d'égalisation. L'égaliseur du récepteur s'adapte alors aux caractéristiques de la ligne, pour permettre la transmission avec une probabilité d'erreur "acceptable" à l'issue de cette première phase, appelée phase d'acquisition. On passe alors à la phase d'apprentissage permanent, réalisée sur les données d'information inconnues du récepteur.

Actuellement, sur les modems existants (à 9600 bit/s) les plus rapides à s'adapter, la phase d'acquisition dure environ 100 ms. La longueur de la séquence d'égalisation, de l'ordre de 1000 bits, s'avère alors très importante par rapport à la longueur des paquets transmis (cf. fig. 2). C'est le cas, en particulier, des messages de procédure de commande de liaison, qui peuvent comporter moins de 100 bits. Ce fait n'est pas gênant pour une liaison point-à-point, car sur ce type de liaison, exploitée en mode bilatéral simultané, la transmission ne s'interrompt pas et ne nécessite donc pas des phases d'acquisition fréquentes. Il n'en est pas de même sur une liaison multipoint, ainsi que nous le précisons au § suivant.

Dans la suite, nous analysons, en fonction de la procédure utilisée, l'influence des débits binaires des modems et de leurs temps d'égalisation sur les performances de la liaison multipoint.

2. - DEFINITION DU TEMPS D'EGALISATION OPTIMAL

2.1. Temps d'égalisation et procédure

Pour évaluer les performances des différentes techniques d'égalisation actuellement proposées, il convient de définir précisément le temps d'égalisation. En effet, si les constructeurs annoncent des chiffres pour les temps d'égalisation, ils précisent rarement le critère choisi pour déclarer que la phase d'acqui-

sition est accomplie.

Nous proposons ici une définition du temps d'égalisation, basée sur la notion de rendement de la transmission.

Dans la configuration multipoint (cf. fig. 1), les transmissions issues de la station centrale (station primaire) sont reçues simultanément par tous les terminaux (stations secondaires). En général, l'égalisation des stations secondaires se fait en permanence, sur les données émises par la station primaire. Par contre, les transmissions destinées à la station primaire ne sont pas simultanées, elles s'effectuent les unes après les autres, sur invitation de cette station. De ce fait, l'égalisation de la station primaire est nécessaire pour chaque paquet reçu, ou pour chaque séquence de paquets si ceux-ci sont issus d'un même terminal. Suivant la procédure utilisée, les messages de service sont transmis dans la même trame que les données (ex: H.D.L.C.) ou isolément (ex: TMM-VU). L'influence du temps d'égalisation sur le rendement de la transmission varie donc avec la procédure choisie. Nous avons étudié les deux procédures citées et nous présentons ici les résultats obtenus pour la procédure HDLC.

2.2. Rendement de transmission

Considérons une configuration de type multipoint, dans laquelle D_1 désigne le débit binaire dans le sens station secondaire vers station primaire, D_2 le débit binaire dans l'autre sens.

Nous définissons le débit efficace maximum \mathcal{D} , comme étant l'inverse du temps moyen \bar{t}_b nécessaire à la transmission d'un bit d'information

$$(1) \quad \mathcal{D} = 1/\bar{t}_b$$

L'évaluation du temps moyen \bar{t}_b de transmission d'un bit dépend de la procédure utilisée.

Le débit efficace \mathcal{D} est naturellement inférieur au débit total de la liaison, $D_1 + D_2$, chaque paquet contenant un certain nombre de bits de service et de bits de contrôle d'erreur. De plus, en cas d'erreur, les paquets doivent être retransmis.

Nous définissons ainsi le rendement de transmission:

$$(2) \quad R = \frac{\mathcal{D}}{D_1 + D_2}$$

Naturellement, ce rendement est fonction de la durée de la phase d'acquisition.

Par la suite, nous supposons que les débits binaires D_1 et D_2 sont égaux à D , et que chaque paquet de données, de longueur fixe, comporte k caractères d'information. Le code utilisé est le code CCITT n° 5 (8 bits).

INCIDENCES DES MODEMS SUR LES PERFORMANCES D'UNE LIAISON MULTIPOINT

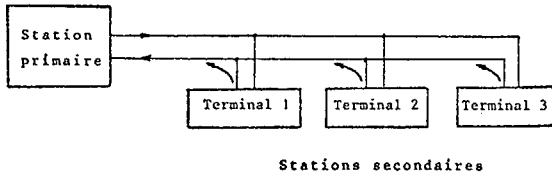


Figure 1 - Liaison multipoint

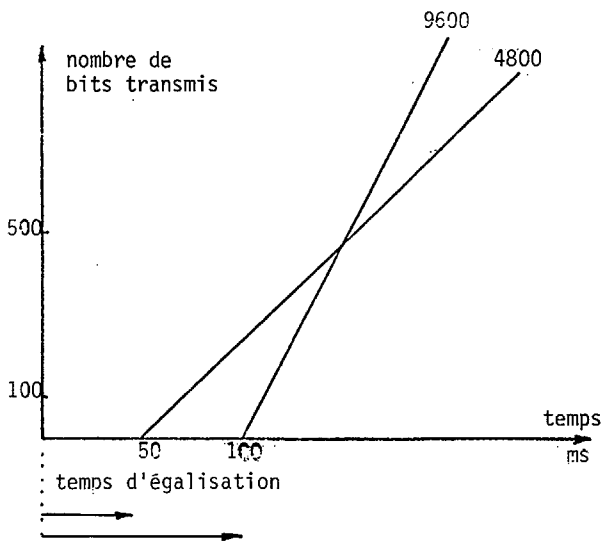


Figure 2 - Influence du temps d'égalisation sur le nombre de bits transmis.

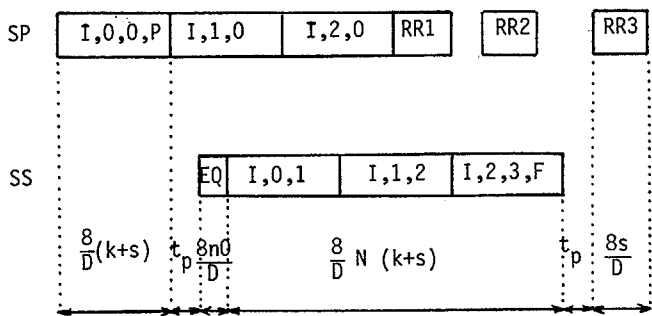


Figure 3 - Décomposition du temps total de transmission (en absence d'erreur, pour N = 3).

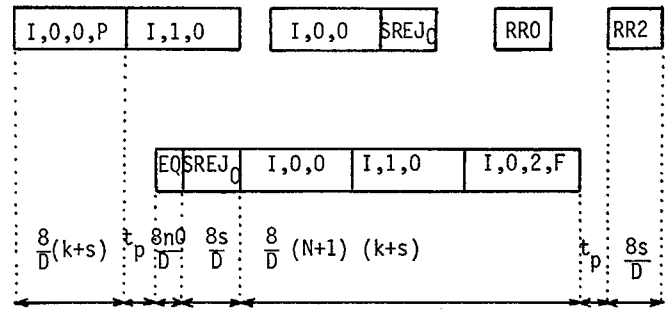


Figure 4 - Décomposition du temps total de transmission (en présence d'erreurs, pour N = 2).

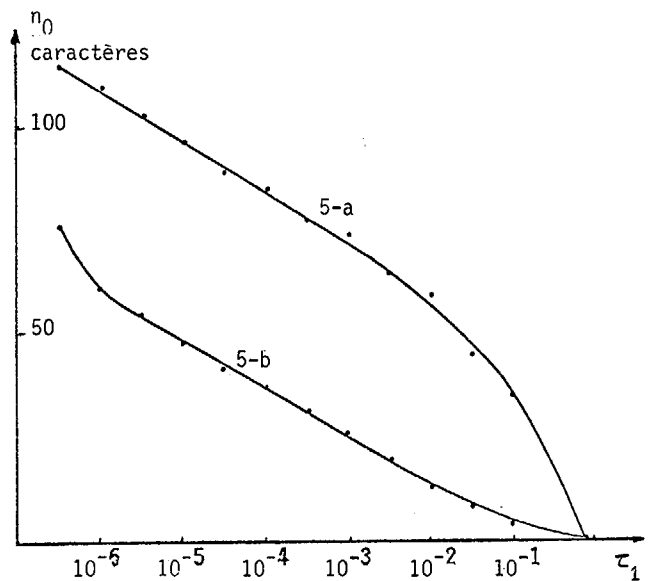


Figure 5 - Variations de la longueur de la séquence d'égalisation en fonction de la probabilité d'erreur.



2.3. Définition

Nous convenons d'appeler temps d'égalisation optimal le temps d'égalisation pour lequel le rendement est maximum.

3. - LIAISON MULTIPOINT AVEC LA PROCEDURE HDLC

Considérons un modèle de communication utilisant la procédure HDLC [2] en mode normal de réponse (NRM). Dans ce mode de fonctionnement, la station secondaire ne peut transmettre de l'information que sur invitation de la station primaire. La transmission d'un message peut consister en une ou plusieurs trames, tout en maintenant la voie de transmission dans un état actif. Dans cet état, la transmission s'effectue de façon continue ; dans l'intervalle de temps éventuel entre deux trames successives les stations émettent des séquences de brouillage. La dernière trame doit être indiquée de façon explicite par la station secondaire, qui arrête alors la transmission.

3.1. Format des trames

Chaque trame est conforme au format suivant :

FANION	ADRESSE	COMMANDE	INFORMATION	FCS	FANION
1 octet	1 octet	1 octet	k octets	2 octets	1 octet

Nous nous limitons ici au cas particulier où les trames sont de longueur fixe (k caractère d'information).

Une trame est ainsi composée de k + 5 caractères, la séquence de signalisation de fin de trame pouvant être confondue avec celle de début de la trame suivante.

Notons que certaines trames ne contiennent que des séquences de supervision ; elles sont alors composées de 5 caractères.

3.2. Retransmission des trames erronées

Contrairement au mode de retransmission avec arrêt et attente, les trames successives sont transmises séquentiellement sans attendre d'accusé de réception entre deux trames. La station émettrice ne peut naturellement anticiper infiniment sur les accusés de réception du fait quelle doit conserver en mémoire les trames non acquittées. On appelle fenêtre le nombre maximum de trames qu'une station peut émettre sans recevoir d'accusé de réception ; elle est fixée à 8 dans la procédure considérée.

Le contrôle des acquittements est réalisé de la manière suivante. Le format du champ de commande des trames d'information est :

I, N(S), N(R), P/F,

où

- I indique que la trame est une trame d'information;
- P est l'élément binaire d'invitation à émettre (première trame issue de la station primaire);
- F est l'élément binaire d'invitation à recevoir (dernière trame de la station secondaire);
- N(S) est le numéro de séquence à l'émission (les trames sont numérotées séquentiellement (module 8) par l'émetteur. Ce numéro de séquence permet au récepteur de détecter la perte d'une trame);
- N(R) est le numéro de séquence à la réception. La station concernée indique ainsi qu'elle attend la trame numérotée N(R) et qu'elle acquitte toutes les trames précédentes (jusqu'à N(R) - 1).

Dans le cas où une des stations reçoit une trame erronée, elle émet une trame de commande notée (SREJ, n) indiquant que la trame n doit être retransmise (rejet sélectif).

Lorsqu'une des stations n'a plus d'information à transmettre, elle acquitte positivement les trames qu'elle reçoit par l'émission d'une trame de commande notée (RR, N(R)).

3.3. Durée de transmission d'un message

Convenons que la station primaire et la station secondaire ont chacune un même nombre N de trames à transmettre par message. On conçoit que si N est du même ordre de grandeur que la dimension de la fenêtre, il y a transmission des trames sans interruption dans les deux sens.

La figure 3 représente la décomposition du temps total de transmission d'un message (N trames dans un sens et N trames dans l'autre) en absence d'erreurs.

Dans ce schéma :

- EQ désigne la séquence d'égalisation, composée de n_0 caractères,
- s est le nombre de caractères de procédure dans une trame d'information et le nombre de caractères d'une trame de commande ($s=5$),
- t_p est le temps de propagation ($t_p=2ms$, pour une liaison de 500 km environ).

Le temps total de transmission θ , de N trames dans chaque sens, est alors pour $N < 8$

$$(3) \theta = \frac{8}{D} (n_0 + (N+1)(k+s) + s) + 2 t_p$$

Notons τ_1 , la probabilité d'erreur sur les éléments binaires émis par la station secondaire à l'issue de la

phase d'acquisition. La probabilité τ_1 est évidemment une fonction décroissante de la longueur n_0 de la séquence d'égalisation. De plus comme l'égaliseur continue à s'adapter en permanence, la probabilité d'erreur sur les bits décroît pendant la transmission. Par simplification, nous supposons que cette probabilité reste constante et égale à τ_1 pendant l'émission de la première trame d'information, après quoi elle atteint une valeur $\tau_2 < \tau_1$.

Supposons que la probabilité d'erreur sur les éléments binaires émis par la station primaire est également τ_2 , par exemple 10^{-6} . La probabilité $(1-P_1)$ que la première trame émise par la station secondaire soit correcte est alors :

$$(4) \quad 1-P_1 = (1-\tau_1)^{8(k+s)} .$$

Toutes les autres trames ont une probabilité $(1-P_2)$ d'être correctement transmises avec

$$(5) \quad 1-P_2 = (1-\tau_2)^{8(k+s)} .$$

On suppose par simplicité de calcul, que les accusés de réception sont transmis sans erreurs, car leur longueur (5 caractères) est très petite devant la longueur des trames, et ils sont peu nombreux en général.

Soit N_1 (respectivement N_2), la variable aléatoire représentant le nombre de retransmissions nécessaires pour transmettre sans erreurs les N trames issues de la station secondaire (respectivement primaire).

N_2 suit une loi binomiale négative de paramètres (N, P_2) (nombre d'insuccès avant N succès) [3 page 83].

$$(6) \quad \text{Prob}(N_2=k) = C_{N+k-1}^{N-1} (1-P_2)^N P_2^k .$$

N_1 est la somme d'une variable binomiale négative de paramètres $(1, P_1)$ et d'une variable binomiale négative de paramètres $(N-1, P_2)$.

On en déduit que le nombre moyen de trames émises par la station secondaire (n_1) et par la station primaire (n_2) sont définis par [3 page 94],

$$(7) \quad n_1 = N + E(N_1) = \frac{1}{1-P_1} + \frac{N-1}{1-P_2} ,$$

$$(8) \quad n_2 = N + E(N_2) = \frac{N}{1-P_2} .$$

La figure 3 représente alors une décomposition du temps de transmission, en présence d'erreurs et dans le cas où $N=2$ (dans l'exemple considéré, les premières trames émises par les stations secondaires et primaires sont erronées).

La figure 4 suppose que la transmission se termine par l'émission d'une trame d'information de la sta-

tion secondaire. Cette hypothèse se justifie par le fait que la probabilité de cet événement est voisine de un [4].

Il apparaît ainsi qu'il faut ajouter au temps de transmission défini par (3), le temps de transmission des N_1 trames erronées émises par la station secondaire soit $8/D N_1 (k+s)$, et le temps de transmission des séquences de rejet correspondant aux N_2 trames erronées émises par la station primaire. On peut alors écrire le temps total de transmission des $2N$ trames, en présence d'erreurs sous la forme :

$$(9) \quad \bar{\theta} = \frac{8}{D} (n_0 + (N+N_1+1) (k+s) + (N_2+1)s) + 2t_p .$$

D'après (7) (8) et (9), la moyenne $\bar{\theta}$ du temps total de transmission a ainsi pour expression

$$(10) \quad \bar{\theta} = \frac{8}{D} (n_0 + (n_1+1) (k+s) + (n_2-N+1)s) + 2t_p$$

Nous en déduisons d'après (1) et (2) la valeur du rendement de transmission, dans le cas de la procédure HDLC

$$(11) \quad R = \frac{N k}{n_0 + (n_1+1) (k+s) + (n_2-N+1) s + t_p D/4}$$

3.4. Temps d'égalisation optimal

Pour illustrer les variations du rendement de transmission en fonction de la probabilité τ_1 , nous avons considéré une ligne de transmission de type M1020 avec

$$D = 9600 \text{ bit/s} ,$$

$$t_p = 2 \text{ ms} ,$$

$$k = 64 ,$$

$$N = 1, 4, 8 \text{ trames} .$$

La longueur de la séquence d'égalisation n_0 en fonction de τ_1 a été calculée pour un procédé classique d'égalisation (cf. fig. 5-a), et pour un procédé plus rapide (cf. fig. 5-b) [4].

Les figures 6 et 7 représentent les variations du rendement dans ces deux cas, pour 4800 et 9600 bit/s.

Nous constatons que le rendement R est maximum pour une valeur τ_1 voisine de 10^{-4} , ce qui correspond à un temps d'égalisation optimal de l'ordre de 35ms dans le cas d'une égalisation rapide de type (b) à 9600 bit/s.

Remarque . Il ne paraît pas réaliste d'imaginer des temps d'égalisation nettement plus courts que 35ms, avec des lignes de transmission dont la réponse percussive a une durée de 20ms environ.

Par des calculs similaires, nous avons évalué le rendement de transmission dans le cas de la procédure TMM-VU [4]. Notons que dans ce cas encore, le rendement est maximum pour une valeur de τ_1 voisine de 10^{-4} .



3.5. Influence du débit binaire et du temps d'égalisation.

Les figures 6 et 7 montrent qu'une acquisition rapide est indispensable à 9600 bit/s, mais qu'il n'en est pas de même à 4800 bit/s.

Ces figures font également apparaître, en égalisation rapide, des rendements de transmission comparables, à 4800 bit/s ($R = 78\%$ pour $N=8$) et à 9600 bit/s ($R = 77\%$ pour $N=8$). Il convient de noter que ces rendements sont proches de l'optimum (81%), l'optimum correspondant ici à un canal idéal qui ne nécessiterait aucune égalisation. Dans le cas d'une égalisation classique, le rendement est voisin de 71%. Le gain obtenu par une acquisition rapide du type (b) est ainsi de l'ordre de 600 bit/s, ce qui est fort appréciable.

Il apparaît ainsi que pour utiliser des modems à 9600 bit/s sur liaison multipoint, sans perdre l'intérêt d'un grand débit, il suffit d'atteindre une probabilité d'erreur de 10^{-4} à l'issue d'une phase d'acquisition de moins de 40ms environ.

4. - CONCLUSION

Nous avons montré que le débit efficace, ou le rendement de transmission, d'une liaison multipoint, sont proches de leur optimum, à 9600 bit/s, à condition d'utiliser un modem dont la phase d'acquisition est rapide c'est-à-dire de l'ordre de 40ms. De tels modems sont actuellement réalisables [4] [5].

Bibliographie :

- [1] FORNEY (G.D.), QURESHI (S.U.H.), MILLER (C.K.), WANET (G.) - Multipoint networks : advances in modem design and control. Journées internationales d'Etude de Transmission de Données, Liège, (nov. 1977).
- [2] ISO DIS 4335-1976. Procédure de commande de chaîne à haut niveau (HDLC). Eléments de Procédure.
- [3] RENYI. Calcul des probabilités. Dunod. Paris 1966.
- [4] MAILLES (D.) - Thèse de 3ème cycle. Université Pierre et Marie Curie. Octobre 1978.
- [5] MAILLES (D.), MACCHI (C.) - Modems à acquisition rapide pour liaison multipoint. Septième Colloque sur le Traitement du Signal et Ses Applications Nice, (28 mai-2 juin 1979).

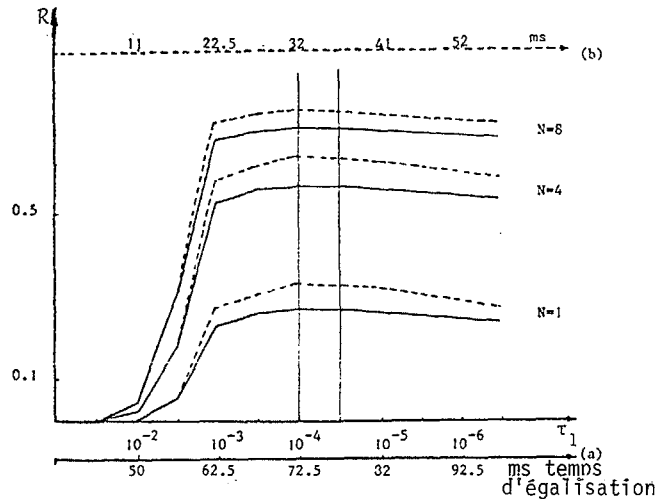


Figure 6 - Rendement de la transmission dans le cas de la procédure HDLC, 9600 bits par seconde.

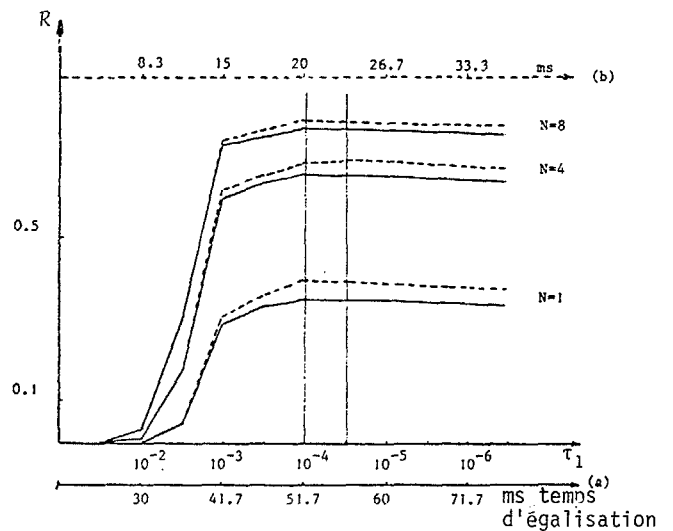


Figure 7 - Rendement de la transmission dans le cas de la procédure HDLC, 4800 bits par seconde.