



National Library
of Canada

Canadian Theses Service

Ottawa, Canada
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Services des thèses canadiennes

CANADIAN THESES

NOTICE

The quality of this microfiche is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us an inferior photocopy.

Previously copyrighted materials (journal articles, published tests, etc.) are not filmed.

Reproduction in full or in part of this film is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30. Please read the authorization forms which accompany this thesis.

**THIS DISSERTATION
HAS BEEN MICROFILMED
EXACTLY AS RECEIVED**

THÈSES CANADIENNES

AVIS

La qualité de cette microfiche dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de qualité inférieure.

Les documents qui font déjà l'objet d'un droit d'auteur (articles de revue, examens publiés, etc.) ne sont pas microfilmés.

La reproduction, même partielle, de ce microfilm est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30. Veuillez prendre connaissance des formules d'autorisation qui accompagnent cette thèse.

**LA THÈSE A ÉTÉ
MICROFILMÉE TELLE QUE
NOUS L'AVONS REÇUE**

Transmission télétex^te utilisant
un encodage duobinaire

par

Bernard Caron

Cette thèse fut soumise à l'Ecole des études supérieures
conformément aux exigences du degré de Maîtrise ès Sciences
appliquées

Département de Génie électrique
Faculté des Sciences et de Génie
Université d'Ottawa
Ottawa, Ontario

Novembre 1983



Bernard Caron, Ottawa, Canada, 1983



UNIVERSITÉ D'OTTAWA
UNIVERSITY OF OTTAWA

i

Abstract

A review of information on television system related to teletext and a description of the present state of teletext systems is followed by an examination of several coding techniques applicable to teletext.

Duobinary coding is selected because of its potential to improve the teletext performances. The results of a series of computer simulations which were performed to compare the binary and the duobinary systems show that duobinary coding offers superior performances than binary coding for high data rates. Finally, the results of laboratory tests performed at C.R.C., comparing the two systems at various data rates, is presented, and the superiority of the duobinary system at data rates higher than 7.5 Mb/s. is demonstrated.

Remerciements

Ce travail a été réalisé grâce à la collaboration du Centre de recherche sur les communications à Ottawa où il m'a été possible d'inclure ce projet à l'intérieur de mes fonctions.

Mes premiers remerciements vont à André Vincent, mon superviseur au C.R.C., dont l'aide et le soutien furent exceptionnels et au Docteur Kamilo Feher, professeur à l'Université d'Ottawa, qui a apporté des conseils précieux et ses recommandations à titre de directeur de thèse.

Je tiens également à remercier messieurs T. MacKenzie, E.A. Walker et T. Baleshta, gestionnaires au C.R.C., pour leur soutien.

Mes confrères de travail, et particulièrement Mario Bruneau, Jean-Pierre Raymond et Jocelyn Béliveau m'ont apporté une aide technique que je tiens à souligner.

Merci également à Yves Tremblay pour une série d'intéressantes discussions, à Lise Fortier qui a fait la correction du texte et à Christine Lacroix qui l'a dactylographié.

Enfin, merci à tous les autres qui, d'une façon ou d'une autre, ont influencé la réalisation de ce projet.

Table des matières

Abstract	i
Remerciements	ii
Table des matières	iii
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xiv
Chapitre 1 Présentation	1
Chapitre 2 Revue du système de télévision	3
2.0 Introduction	3
2.1 Le signal vidéo composé	3
2.2 Télévision couleur et signal audio	5
2.3 Signaux de vérification et de mesure	6
2.4 Mesures des distorsions vidéos	7
2.5 Mesure du bruit vidéo	8
2.6 Transmission vidéo	8
2.7 Réception vidéo	9
2.8 Distorsion de quadrature	9
2.9 Sommaire	10
Chapitre 3 Le télétexte	11
3.0 Introduction	11
3.1 Système et protocole télétexte	12
3.2 Emploi de l'intervalle vertical	13
3.3 Débit binaire et forme des impulsions	14
3.4 Séparation/de la mise en forme	18
3.5 Amplitude des données télétextes	18
3.6 Synchronisation du signal télétexte	19

3.7	Réception et décodage du signal télétexte	19
3.8	Evaluation du signal télétexte	21
3.9	Calcul de la probabilité d'erreur	23
3.9.1	Signal télétexte	25
3.9.2	Probabilité d'erreur	26
3.9.3	Taux d'erreur	27
3.9.4	Taux d'erreur télétexte	28
3.10	Evaluation des systèmes télétextes	29
3.11	Solutions envisagées	31
3.12	Sommaire	32
Chapitre 4	Technique de codage télétexte inédite	33
4.0	Introduction	33
4.1	Révision des techniques de codage	33
4.1.1	Codage sans retour à zéro	35
4.1.2	Codage avec retour à zéro	35
4.1.3	Codage biphasé	36
4.1.4	Codage de Miller	37
4.1.5	Codage quaternaire	37
4.1.6	Codages corrélatifs	38
4.2	Comparaison des codages	41
4.3	Le duobinaire	42
4.3.1	Génération	42
4.3.2	Précodage et détection d'erreur	42
4.3.3	Réponse et spectre	43
4.3.4	Taux d'erreur	44
4.3.5	Diagramme d'oeil	46
4.4	Sommaire	46
Chapitre 5	Simulations de transmission télétexte	48
5.0	Introduction	48
5.1	Description du système	48
5.2	Description du fonctionnement	49
5.3	Mise en forme des signaux	56

5.3.1	Choix des filtres de mise en forme	56
5.3.2	Filtre de mise en forme du signal duobinaire	57
5.3.3	Filtre de mise en forme du signal binaire	61
5.4	Transmission à taux variés	64
5.5	Transmission à 8 Mb/s.	72
5.5.1	Canaux simulés	73
5.5.2	Hauteur de l'oeil	73
5.5.3	Largeur de l'oeil	78
5.5.4	Niveau de suroscillations	79
5.5.5	Evaluation générale	79
5.6	Sommaire	79
Chapitre 6 Système de transmission télétexte		81
6.0	Introduction	81
6.1	Description du système de transmission télétexte	81
6.2	Génération de la séquence télétexte	82
6.2.1	Micro-ordinateur de contrôle	82
6.2.2	Encodeur télétexte	83
6.2.3	Encodeur duobinaire	83
6.2.4	Mise en forme des signaux	86
6.2.5	Inserteur vidéo	88
6.3	Le canal de transmission	88
6.4	Réception de la séquence télétexte duobinaire	92
6.5	Evaluation des performances	94
6.6	Sommaire	97
Chapitre 7 Résultats des mesures expérimentales		99
7.0	Introduction	99
7.1	Transmission à 5.72 Mb/s.	99
7.1.1	Transmission en bande de base	100
7.1.2	Transmission de signal modulé	103

7.2	Transmission à 8 Mb/s.	108
7.2.1	Transmission en bande de base	108
7.2.2	Transmission de signal modulé	113
7.3	Comparaison entre les résultats des simulations et ceux obtenus en laboratoire	117
7.3.1	Comparaison de spectre	117
7.3.2	Transmission à 5.72 Mb/s.	119
7.3.3	Transmission à 8 Mb/s.	120
7.3.4	Transmission à 10 Mb/s.	122
7.4	Sommaire et conclusion	125
Chapitre 8 Sommaire et conclusion		127
Références bibliographiques		129

Liste des figures

- Figure 2.1: Portion d'un signal vidéo. Ligne vidéo.
- Figure 3.1: Paramètres du diagramme d'oeil binaire, utilisés pour ce travail.
- Figure 3.2: Courbe théorique de taux d'erreur en fonction du niveau de bruit vidéo (4.2 MHz) pour un signal idéal. Cette courbe sera comparée avec les courbes expérimentales.
- Figure 4.1: Génération d'un signal duobinaire précodé à l'aide d'un circuit numérique suivi d'un filtre passe-bas idéal.
- Figure 4.2: Paramètres de l'oeil d'un signal duobinaire.
- Figure 5.1: Simulation sur ordinateur des données duobinaires précodées, insérées sur une ligne vidéo.
- Figure 5.2: Vue agrandie du début de la ligne vidéo contenant des données encodées en duobinaire.
- Figure 5.3: Spectre de données binaires à 5.72 Mb/s. obtenu par simulations.
- Figure 5.4: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. obtenu par simulations. Le premier lobe occupe moitié moins d'espace dans ce cas que pour le spectre binaire.
- Figure 5.5: Spectre de données duobinaire à 5.72 Mb/s. filtré par un passe-bas de 2.86 MHz.

Figure 5.6: Réponse en amplitude du filtre transmetteur type (Tx) de la simulation.

Figure 5.7: Réponse en amplitude du récepteur (Rx).

Figure 5.8: Bloc diagramme du programme de simulation télétexte.

Figure 5.9: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 76%, la largeur de 86% et le niveau de suroscillations de 10%.

Figure 5.10: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 47% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 90%, la largeur de 73% et le niveau de suroscillations de 18%.

Figure 5.11: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 0% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 95%, la largeur de 47% et le niveau de suroscillations de 19%.

Figure 5.12: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 76%, la largeur de 90% et le niveau de suroscillations de 20%.

Figure 5.13: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 47% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 79%, la largeur de 73% et le niveau de suroscillations de 58%.

Figure 5.14: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 0% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 85%, la largeur de 51% et le niveau de suroscillations de 100%.

Figure 5.15: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire à 8 Mb/s. filtré par un passe-bas de 4 MHz et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 75%, sa largeur de 81% et le niveau de suroscillations de 16%.

Figure 5.16: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire à 10 Mb/s. filtré par un passe-bas de 5 MHz et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 46%, sa largeur de 79% et le niveau de suroscillations de 19%.

Figure 5.17: Diagramme d'oeil d'un signal binaire à 8 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 27%, sa largeur de 81% et le niveau de suroscillations de 24%.

- Figure 5.18: Diagramme 'd'oeil d'un signal binaire à 9 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. Les caractéristiques de l'oeil sont impossibles à déterminer.
- Figure 5.19: Hauteur de l'oeil en fonction du taux de transmission.
- Figure 5.20: Largeur de l'oeil en fonction du taux de transmission.
- Figure 5.21: Niveau de suroscillations en fonction du taux de transmission.
- Figure 5.22: Diagramme en oeil d'un signal binaire à 8 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et par l'ensemble Tx-Rx précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.
- Figure 5.23: Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. filtré à 4 Mhz et par l'ensemble Tx-Rx précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz. La réponse en fréquence de l'ensemble Tx-Rx est aux figures 5.5 et 5.6.
- Figure 5.24: Réponse en amplitude (20 db par division) et en phase (100 nanosecondes par division) du canal A basé sur des caractéristiques réelles.

- Figure 5.25: A) Diagramme en oeil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal A précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.
- B) Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal A précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.

Figure 5.26: Réponse en amplitude (10 db par division) et en phase (50 nanosecondes par division) du canal B, basée sur des caractéristiques réelles.

- Figure 5.27: A) Diagramme en oeil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme sur un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal B précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.
- B) Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal B précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.

Figure 5.28: Réponse en amplitude (20 db par division) et en phase (100 nanosecondes par division) du canal C, basée sur des caractéristiques réelles.

- Figure 5.29: A) Diagramme en oeil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal C précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.
- B) Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal C précédé d'un filtre passe-bas à 4.2 MHz.

Figure 6.1: Données binaires générées par l'encodeur télétexte sur la ligne 18.

Figure 6.2: Encodeur duobinaire de base avec précodage.

Figure 6.3: Montage modifié de l'encodeur duobinaire avec précodage.

Figure 6.4: Générateur de signaux télétextés et formes des signaux.

Figure 6.5: A) Signal multiburst transmis sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone.
B) Portion du signal composé transmis sur le canal 3 et démodulé en mode d'enveloppe.

Figure 6.6: Diagramme du canal de transmission utilisé lors des essais télétextés.

Figure 6.7: Diagramme du circuit du décodeur duobinaire et formes d'ondes.

Figure 6.8: Circuit du compteur d'erreurs.

Figure 6.9: Génération du diagramme d'oeil d'un signal télétexte.

Figure 7.1: Diagramme d'oeil de signaux transmis à 5.72 Mb/s. en bande de base.

Figure 7.2: Taux d'erreur en fonction du bruit vidéo (4.2 MHz) des signaux à 5.72 Mb/s.

Figure 7.3: Diagramme d'oeil de signaux télétextés binaires transmis à 5.72 Mb/s. sur le canal 3.

- Figure 7.4: Diagramme d'oeil de signaux télétexte duobinaires transmis à 5.72 Mb/s. sur le canal 3.
- Figure 7.5: Signal télétexte binaire transmis à 8 Mb/s. en bande de base.
- Figure 7.6: Taux d'erreur en fonction du bruit vidéo (4.2 MHz) de signaux télétextes.
- Figure 7.7: Signal télétexte duobinaire transmis à 8 Mb/s. en bande de base.
- Figure 7.8: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 8 Mb/s. transmis sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone et d'enveloppe.
- Figure 7.9: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 8 Mb/s. transmis sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone et d'enveloppe.
- Figure 7.10: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. mesuré en laboratoire à la sortie de l'encodeur.
- Figure 7.11: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. obtenu par simulations.
- Figure 7.12: Comparaison du diagramme d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 5.72 Mb/s.
- Figure 7.13: Comparaison du diagramme d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 8 Mb/s.
- Figure 7.14: Comparaison du diagramme d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 10 Mb/s.

Liste des tableaux

- Tableau 2.1: Relation existant entre le niveau de bruit et la qualité de l'image.
- Tableau 4.1: Principaux systèmes d'encodage corrélatif.
- Tableau 5.1: Caractéristiques de l'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par des filtres en cosinus de 100%, 47% et 0% et filtré par un passe-bas de 4.2 MHz et un ensemble transmetteur (Tx) et récepteur (Rx).
- Tableau 5.2: Caractéristiques de l'oeil des signaux binaire et duobinaire à 8 Mb/s. sur des canaux variés.
- Tableau 7.1: Tableau comparatif entre les caractéristiques de l'oeil de signaux binaire et duobinaire à 5.72 Mb/s. obtenus en laboratoire et par simulations.
- Tableau 7.2: Tableau comparatif entre les caractéristiques de l'oeil de signaux binaire et duobinaire à 8 Mb/s. obtenus en laboratoire et par simulations.
- Tableau 7.3: Comparaison du signal duobinaire transmis à 10 Mb/s. en laboratoire et par simulations.

Chapitre 1: Présentation

Le télétexte est un des systèmes de communication, né ces dernières années de l'union de la technologie des communications et de l'informatique. Le télétexte permet de transmettre des données unidirectionnellement en employant une des parties non utilisées d'un signal vidéo. Ces données décrivent des images alphanumériques et graphiques qui sont présentées sur l'écran d'un téléviseur à la demande de l'utilisateur.

L'emploi du système de transmission vidéo existant permet d'offrir un service économique. Cette façon de faire nécessite d'adapter des signaux numériques à un canal initialement conçu pour des signaux analogiques. Le problème de l'ingénieur est d'obtenir sur ce canal un plus haut rythme de transmission télétexte, tout en maintenant le taux d'erreur au minimum.

Au cours de ce travail nous proposons d'améliorer la méthode de transmission actuelle, en offrant un débit plus élevé. Cette nouvelle méthode permet à l'utilisateur d'avoir accès à l'information plus rapidement.

Après cette présentation nous révisons au chapitre 2 le système de télévision puis le système télétexte actuel au chapitre 3. Le lecteur déjà familier avec ces domaines pourra passer directement au chapitre 4 où nous étudions diverses techniques de codage applicables au télétexte. Nous proposons ensuite une façon inédite de transmettre des signaux télétextes basée sur le codage duobinaire.

Au chapitre 5, ce système inédit est évalué à l'aide d'une série de simulations sur ordinateur. Elles permettent de comparer les performances du système binaire actuel avec celles du système proposé pour divers taux de transmission sur différents types de canaux vidéos.

La réalisation du système expérimental permettant la génération, la transmission et l'évaluation en laboratoire, de signaux télétextes binaires et duobinaires est décrite au chapitre 6.

Au chapitre suivant ce système sera utilisé pour obtenir les résultats des comparaisons expérimentales effectuées entre les deux systèmes à des taux de transmission de 5.72 Mb/s. et de 8 Mb/s. sur divers canaux. Ce chapitre se termine par une comparaison entre les résultats obtenus par simulation et ceux obtenus en laboratoire.

Au chapitre 8, une discussion des résultats ainsi que des suggestions concernant les suites à donner à ce travail concluent cette recherche.

Chapitre 2: Revue du système de télévision

2.0 Introduction

Pour bien comprendre l'état actuel de la transmission télétexte, une revue du système de télévision s'avère utile. En effet les caractéristiques du canal déterminent en grande partie la conception d'un système de communication. Dans le cas du télétexte, ce canal est le même que celui utilisé pour la transmission vidéo.

Le système de télévision a été choisi car il permet des vitesses de l'ordre des millions de bauds à un coût peu élevé. Le télétexte emploie en effet les ressources inutilisées des services de télévision existants: sur le câble des canaux complets; dans les airs certaines lignes libres de l'intervalle verticale.

2.1 Le signal vidéo composé

En Amérique et au Japon, le système de télévision est basé sur le standard de Electronic Industries Association (EIA). Cette norme et celles des autres systèmes sont décrites par la référence [1].

Chaque image de télévision est formée de 525 lignes horizontales. Trente de ces images sont transmises à chaque seconde afin de créer l'illusion de mouvement. Afin d'éviter le scintillement et d'améliorer la résolution et la persistance apparente du tube-écran, l'image est séparée en deux parties appelées CHAMP. Un des champ couvre les lignes paires tandis que l'autre balaie les lignes impaires. Chacune de ces lignes a une durée de 63.5 microsecondes. La largeur de bande nécessaire à un tel signal est de 4.2 MHz.

L'amplitude pointe du signal vidéo en bande de base est de 1 volt. Les niveaux noir et blanc sont représentés par 0 et 0.714 volt respectivement. Une échelle spéciale est utilisée pour les mesures vidéos, le I.R.E. (Institute of Radio Engineer) en est l'unité. Cent IRE correspondent au niveau blanc et 0 IRE au niveau noir.

La synchronisation horizontale du signal vidéo est assurée par une impulsion négative de 0.3 volt ou -40 IRE. Ces impulsions occupent dix microsecondes au début de chaque ligne (C de la figure 2.1). Il reste donc 53.5 microsecondes pour le reste de la ligne contenant de l'information vidéo (E de la figure 2.1).

La synchronisation verticale est fournie par une autre série d'impulsions se trouvant sur les neuf premières lignes de chacun des champs (A de la figure 2.1). Ces lignes font partie de l'intervalle vertical (I.V.) qui est composé des 21 premières lignes de chacun des champs.

Les lignes 10 à 21 ne sont pas utilisées pour transmettre de l'information vidéo régulière (B de la figure 2.1). Elles ont été laissées libres aux premiers temps de la télévision pour permettre une certaine tolérance concernant le temps nécessaire au téléviseur pour faire passer le faisceau du bas au haut de l'écran à la fin de chaque champ.

Les téléviseurs modernes n'ont plus besoin que de cinq lignes pour effectuer cette opération. Certaines lignes sont donc devenues libres et peuvent être utilisées pour transmettre d'autres signaux dont le télétexte.

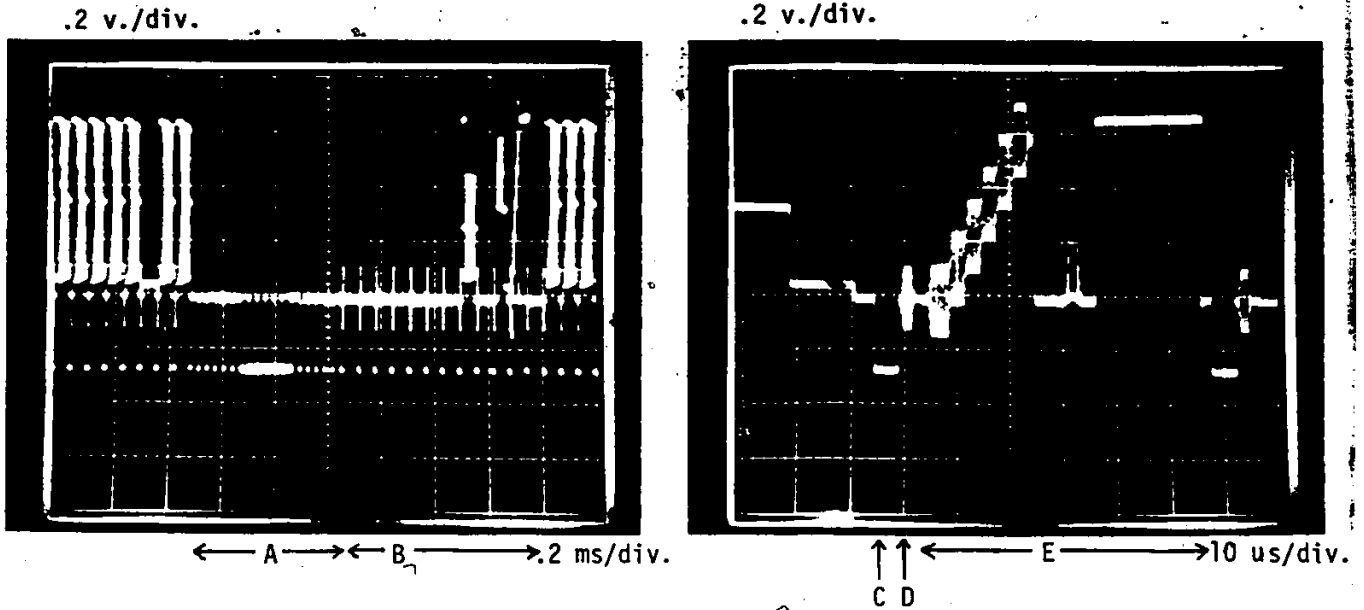


Figure 2.1: Portion d'un signal vidéo.

- A) Impulsions d'égalisation et de synchronisation verticales.
- B) Lignes 10 à 21. Les lignes 17, 19 et 20 sont des signaux de vérification.

Ligne vidéo.

- C) Impulsion de synchronisation horizontale.
- D) Salve de synchronisation couleur.
- E) Partie active contenant un signal composé.

2.2 Télévision couleur et signal audio

La transmission d'émissions télévisées en couleur est aujourd'hui fort répandue.

Le système utilisé en Amérique suit la norme établie par le National Television System Committee (N.T.S.C.). Les trois couleurs de base, le rouge, le vert et le bleu, sont traitées pour

former deux signaux I et Q qui sont modulés en phase et en amplitude. Une salve de synchronisation est ajoutée au début de chaque ligne juste après l'impulsion de synchronisation (D de la figure 2.1). Cette sous-porteuse couleur de 3.58 MHz sera utilisée par les récepteurs couleur afin d'établir une phase de référence. La largeur de bande des signaux I et Q est de respectivement 1.5 et 0.5 MHz. La plupart des téléviseurs ont cependant une largeur de bande de 0.5 MHz pour les deux signaux.

La partie audio du signal télé est modulée en fréquence. La sous-porteuse audio est à 4.5 Mhz de la porteuse vidéo.

2.3 Signaux de vérification et de mesure

Les lignes libres de l'intervalle verticale sont aussi utilisées pour transmettre des signaux autres que télétextes. Les diffuseurs peuvent effectuer des mesures de performance de leur système sans gêner les émissions régulières, en employant un signal de vérification inséré sur la ligne 17 de l'intervalle vertical.

La ligne 19 peut contenir un signal de référence. Ce signal est utilisé pour procéder à des corrections automatiques de l'image par les téléviseurs dotés des circuits nécessaires.

Une autre ligne peut contenir des signaux de contrôle et de commande nécessaires à la gestion des réseaux de télévision. La ligne 18 est réservée à ces signaux, mais n'est pas encore utilisée.

Le premier champ de la ligne 21 est utilisé par le système de sous-titre caché. Les autres règles régissant l'emploi de l'intervalle de suppression vertical sont comprises dans la référence [2].

2.4 Mesures des distorsions vidéos

La qualité des signaux est affectée par les distorsions, les réflexions et le bruit.

Les signaux de vérification de l'intervalle vertical ainsi que des signaux de tests occupant toute l'image sont utilisés pour évaluer la qualité de la transmission [3].

La réponse relative des hautes fréquences par rapport aux basses fréquences est évaluée en utilisant un signal contenant une impulsion de deux périodes ($2T$) en sinus carré qui est reliée à la réponse aux hautes fréquences et un niveau blanc (barre) qui correspond à la réponse du système aux basses fréquences.

Le délai de groupe est mesuré en utilisant la dissymétrie de l'impulsion $2T$.

Les distorsions non linéaires sont mesurées en utilisant un signal en escalier. Il est alors possible d'évaluer le gain du système à différentes amplitudes. Cet escalier peut être composé d'un signal couleur afin d'évaluer le gain relatif de la luminosité vis-à-vis de la chrominance et de l'écart entre la phase du signal couleur des différents niveaux de l'escalier.

Le "multiburst" contient six galves dont les fréquences respectives sont de 0.5, 1.25, 2.0, 3.0, 3.58 et de 4.1 MHz. Leurs amplitudes relatives permettent de vérifier le gain du canal en fonction de la fréquence.

Le signal de vérification composé est formé d'un escalier, d'une impulsion $2T$ en sinus carré, d'une impulsion de $12.5T$, et d'une barre blanche. Il permet de mesurer le gain et la phase.

différentiels (escalier), d'évaluer le délai et la réponse en fréquence (2T et barre) et d'estimer les différences de gain et de délai entre le signal de la luminosité et celui de la couleur (12.5T).

Enfin les barres de couleur permettent de juger de la qualité globale d'une image.

2.5 Mesure du bruit vidéo

Le niveau de bruit est exprimé par le rapport en db entre le niveau maximum de l'image soit 714 millivolts et l'amplitude efficace du bruit mesuré sur une largeur de bande de 4.2 MHz. Cette mesure s'effectue en comparant le signal reçu avec une source de bruit de niveau connu et variable.

Le tableau suivant peut être utilisé pour relier la qualité d'une image au niveau de bruit.

Tableau 2.1: Relation existant entre le niveau de bruit et la qualité de l'image.

1-EXCELLENTE	: Neige absente	42 db et plus
2-BONNE	: Neige perceptible	33 db
3-PASSABLE	: Neige présente	27 db
4-MARGINALE	: Neige omniprésente	23 db
5-INFERIEURE	: Inacceptable	16 db

2.6 Transmission vidéo

Pour être transmis sur un réseau de câbles ou dans les airs, les signaux vidéos doivent être modulés. Certaines parties du spectre ont donc été réservées pour les services télés. Les canaux de télévision 2 à 13, dits de très hautes fréquences,

occupent le spectre de 54 à 88 MHz et de 174 à 216 MHz. La bande ultra haute fréquence contient les canaux 14 à 83 et s'étend de 470 à 890 MHz. Les canaux 2 à 13 occupent le même espace sur les réseaux de câbles mais les canaux 14 à 35 se situent entre 120 et 288 MHz.

Le signal vidéo est modulé en amplitude et la bande inférieure de son spectre est filtrée à partir de 0.75 MHz de la porteuse. Ce type de modulation à bande latérale partiellement supprimée (V.S.B.) permet une économie du spectre. Chacun des canaux de télévision est ainsi contenu à l'intérieur d'une largeur de bande de 6 Mhz.

2.7 Réception vidéo

Deux types de récepteurs sont disponibles. Le plus répandu est construit autour d'un détecteur d'enveloppe. Le second type, un récepteur synchrone, est supérieur mais d'un coût plus élevé.

Un récepteur d'enveloppe typique a une réponse en fréquence, en prenant le niveau à 0.5 MHz comme référence, de -2 db à 3 MHz, de -6 db à 3.58 MHz et de -10.5 db à 4 MHz. Pour un démodulateur synchrone professionnel Tecktronix 1450, elle est de 0 db à 3.58 MHz et de -4 db à 4 MHz. Ces chiffres ne sont qu'indicatifs et varient grandement selon [4] et [5]. Il en est de même pour le délai de groupe des récepteurs qui varie d'un appareil à un autre.

2.8 Distorsion de quadrature

Le type de modulation employé en émission télé amène un type de distorsion appelée quadrature. En effet la bande latérale inférieure du signal vidéo est représentée par

$$s(t) = f(t)\cos \omega t + \hat{f}(t)\sin \omega t$$

où $\hat{f}(t)$ est la transformée de Hilbert de $f(t)$. Cette dernière est obtenue en convoluant la fonction originale avec $1/\pi t$.

Après une démodulation synchrone, le signal obtenu est donné par

$$v(t) = s(t) \cos(\omega t + a)$$

où a est l'écart de phase entre le signal et l'oscillateur local. Après filtrage, on a

$$v(t) = f(t)\cos a + \hat{f}(t)\sin a.$$

Si la phase donnée par a n'est pas exacte, c'est-à-dire égale à 0, le terme en $\hat{f}(t)$ qui n'est pas nul, crée la distorsion de quadrature. Dans le cas d'une démodulation par enveloppe, ce type de distorsion est toujours présent. Pour une démodulation synchrone, il est absent sauf en présence d'échos.

2.9 Sommaire

Au cours de ce chapitre, nous avons révisé les bases du système de télévision. Nous avons examiné les caractéristiques des signaux vidéos ainsi que les techniques utiles à leur transmission, leur réception et leur mesure. Cette information est nécessaire pour comprendre le fonctionnement du télétexte.

Chapitre 3: Le télétexte

3.0 Introduction

Nous révisons au cours de ce chapitre les caractéristiques du système télétexte qui sont utiles à la compréhension des chapitres suivants. Le télétexte est une des versions d'un système plus général appelé vidéotexte.

Le vidéotexte est un système d'information qui permet de transformer un téléviseur en une unité d'affichage pour un ordinateur. L'information est présentée sous forme alphanumérique, graphique ou photographique et elle est obtenue à l'aide d'un clavier numérique. La recherche de l'information s'effectue au moyen d'un index structuré en arbre.

Lorsque la communication entre l'abonné et la banque de données s'effectue par un lien bidirectionnel, habituellement une ligne téléphonique, ce service est appelé vidéotexte interactif.

Dans le cas où le lien est unidirectionnel, on l'appelle télétexte ou vidéotexte télédiffusé. Ce type de système a été mis au point en Angleterre [6] [7], en France [8], au Japon [9] et au Canada [10].

Le système canadien s'appelle Télidon. Sa supériorité réside dans l'emploi d'un codage alphaséométrique [11]. Entre autres avantages, il offre une haute qualité graphique, l'indépendance des terminaux et l'indépendance du système de transmission.

Le Télidon est offert en mode vidéotexte interactif aussi bien que télédiffusé (télétexte). Le vidéotexte interactif permet d'offrir à l'utilisateur l'accès à une banque de données pouvant

contenir des milliers de documents. Il rend également possible l'exécution de transactions ainsi que l'interaction nécessaire à des jeux. Il est cependant limité par le nombre de sessions simultanées et par son utilisation des lignes téléphoniques.

Le télétexte règle ces problèmes. Sa nature diffusée élimine la limitation sur le nombre d'utilisateurs simultanés et l'emploi du canal de télévision en diminue le coût d'utilisation. Cependant la quantité de documents accessibles sur ce système est plus limitée. En effet l'absence d'interaction oblige à transmettre tout le contenu de la banque en cycles continus. Le temps d'accès à un document est proportionnel à la longueur du cycle qui, lui, dépend du nombre de documents qu'on y inclut et du taux de transmission. C'est sur ce dernier facteur que portent nos efforts d'amélioration des performances du système télétexte.

3.1 Système et protocole télétexte

Un système télétexte est d'abord composé d'une ou de plusieurs unités de création de documents. Ces derniers sont ensuite traités par un encodeur télétexte qui met les données en paquets afin d'en permettre la transmission. Chez l'utilisateur un décodeur permettra d'obtenir sur l'écran d'un téléviseur les documents désirés.

Les caractéristiques physiques du protocole télétexte sont définies par la norme de télédiffusion numéro 14 [12]: emploi de l'intervalle vertical, débit binaire, mise en forme des impulsions, emplacement temporel des données, amplitude du signal et synchronisation de bits et d'octets.

La norme 14 définit également le format des paquets de données ainsi que celui du paquet de contrôle qui se trouve au début de chaque document. Chaque ligne débute avec deux octets de

synchronisation de bits suivis d'un octet de synchronisation d'octets; puis suivent un préfixe encodé en Hamming contenant l'adresse d'un des paquets et un indice de continuité. Au début de chaque bloc de données, c'est-à-dire de chaque groupe de lignes contenant des données d'un même document, on retrouve un en-tête contenant des instructions concernant le traitement que le décodeur télétexte devra exécuter.

Chaque paquet se termine par un octet de correction d'erreur qui forme avec le bit de parité contenu dans chaque octet un code "produit" qui permet de corriger une erreur unique dans une ligne et de détecter une erreur double. Différentes études ont été effectuées [13] pour découvrir les codes optimaux pour le télétexte. Ces codes sont particulièrement efficaces quand les taux d'erreur, avant correction, sont entre 10^{-3} et 10^{-4} .

Pour la suite de cette section nous concentrerons notre étude sur les caractéristiques physiques de la transmission télétexte car c'est à ce niveau que portent nos efforts d'amélioration.

3.2 Emploi de l'intervalle vertical

Les lignes 10 à 20 de l'intervalle vertical d'un signal vidéo ne sont pas employées pour la transmission du signal vidéo régulier. Cependant certaines sont réservées à des usages spéciaux comme nous l'avons vu dans la section 2.3.

Les lignes 10 à 14 sont aussi interdites aux signaux télétextes. Des tests ont montré que les données insérées sur ces lignes étaient visibles sur certains vieux modèles de téléviseurs. En effet ces téléviseurs n'ont pas le temps de ramener le faisceau du bas au haut de l'écran avant la ligne 14. Les données insérées allument le canon pendant que celui-ci est encore dans la partie

visible de l'écran. Des points blancs apparaissent alors à travers l'image régulière.

Les autres lignes sont libres. Au cours de ce travail nous utiliserons la ligne 18 pour transmettre les signaux télétextes.

3.3 Débit binaire et forme des impulsions

Tous les systèmes télétextes existants utilisent une modulation d'amplitude à deux niveaux sans retour à zéro (N.R.Z.). Cette technique a été choisie pour sa simplicité, sa bonne capacité et sa résistance au bruit [6].

Ces données binaires peuvent être représentées par

$$i(t) = \sum_{k=1}^N a_k i_0(t-kT)$$

où i_0 est une impulsion définie par

$$i_0(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } |t| < T/2 \\ 0 & \text{pour } |t| \geq T/2 \end{cases}$$

et $a_k = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$ suivant la valeur du k ème symbole

$T = 1/F$ la période d'un bit.

Le spectre de puissance d'une telle séquence N.R.Z. comprise entre 0 et H volt est donné par [8]

$$S(\omega) = \frac{H^2 T}{2} \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right)^2 + \frac{H^2}{4} D(\omega)$$

où H est l'amplitude des données. Le second terme de cette expression est la composante D.C. où $D(W)$ est une impulsion de Dirac.

Le spectre permet de voir qu'une quantité importante d'énergie se retrouve au-delà de la fréquence de bits. Les impulsions rectangulaires nécessitent théoriquement une largeur de bande infinie. Une autre forme d'impulsion ayant une largeur de bande plus étroite est donc requise afin de minimiser la distorsion apportée par la limitation du canal en fréquence.

Cette forme doit aussi limiter l'interférence intersymbole. Ce type d'interférence est causé par la dégradation qui affecte les impulsions transmises sur un canal limité en fréquence. Les impulsions n'occupent plus à la réception leur seul intervalle. Elles se sont étendues et se chevauchent. Il y a donc superposition du symbole reçu avec une partie des symboles précédents.

Au récepteur nous obtenons alors pour le K ème symbole [27]:

$$y(kt_0) = a_k q(0) + \sum_{i \neq k} a_i q(KT - T)$$

Le second terme de cette expression est l'interférence intersymbole. Ce terme est réduit à zéro si au moment de l'échantillonnage, les oscillations des symboles précédents passent par zéro. Pour remplir cette condition, la première de Nyquist, chaque symbole transmis devra être mis en forme afin que les oscillations qu'il génère soient en phase et égales à la fréquence des symboles transmis, tout en étant maintenues à une amplitude minimum.

La fonction de transfert permettant d'obtenir un tel résultat doit être réelle et avoir une symétrie impaire par rapport à la demie du taux de transmission [27 p. 49].

Un type de canal fréquemment utilisé dans ces conditions a une caractéristique d'amplitude en cosinus à hausse contrôlée (Raised Cosine). Sa fonction de transfert est donnée par [27 p. 50]

$$H_{RC}^A(w) = 1 \quad \text{pour } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}$$

$$H_{RC}^B(w) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{T\pi f}{\alpha} - \frac{\pi}{2\alpha}\right) \right] \quad \text{pour } \frac{1-\alpha}{2T} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T}$$

$$H_{RC}^C(w) = 0 \quad \text{ailleurs.}$$

La réponse impulsionnelle correspondante est donnée par

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cos(\alpha \pi t/T)}{\pi t/T} \frac{1}{1 - (2\alpha t/T)^2} \quad 0 \leq \alpha \leq 1$$

Le paramètre " α " détermine le taux de décroissance (Roll-Off). Il est défini par la différence entre la largeur de bande utilisée, B , et la largeur de bande de Nyquist (égale à la demie du taux de transmission), divisée par la largeur de bande de Nyquist:

$$\alpha = \frac{B - F/2}{F/2}$$

Une petite valeur de α signifie qu'une largeur de bande plus étroite est requise pour un même taux de transmission. Cependant les oscillations des symboles augmentent amenant ainsi plus de difficultés aux niveaux de la synchronisation et de l'égalisation. Un taux de décroissance de 0% réduit la largeur de bande du signal au minimum mais les suroscillations affectant la réponse temporelle amènent des problèmes de synchronisation et d'échantillonnage. Un taux de décroissance de 100% double la largeur de bande occupée par le signal mais la réponse temporelle est beaucoup plus calme. De plus ce type de mise en forme permet de satisfaire le second critère de Nyquist. Celui-ci spécifie que les nulles de la réponse impulsionnelle doivent se trouver à $t = \pm mT/2$ où $m=3,5,7,\dots$. Les transitions successives se croisent alors à la demie de l'amplitude totale ne créant ainsi aucune distorsion. Le taux de décroissance ne peut être choisi qu'après avoir pris en considération les distorsions présentes dans un système et après une série de mesures des performances obtenus à différents taux de décroissance. Le choix de ce paramètre est très discuté dans le cas du télétexte [14] [15]. Les valeurs proposées varient entre 50 et 100%.

Un autre type de filtre satisfaisant les deux critères est le filtre en sinus carré. Sa réponse temporelle est donnée par [8 p. 50]:

$$q(t)_{sc} = \sin^2\left\{\left(1-t/T\right)\pi/2\right\} \quad \text{pour } |t| \leq T$$

$$q(t)_{sc} = 0 \quad \text{pour } |t| > T$$

La réponse en fréquence d'un tel filtre est:

$$H_{sc}(w) = \frac{\sin wT}{w\left[1 - \frac{(wT)^2}{\pi^2}\right]}$$

Vincent [29] a montré que le filtre en sinus carré et le filtre en cosinus à hausse contrôlée de 100% offrent des performances identiques lors d'une transmission télétexte.

Dans le cas du système canadien, on a choisi d'utiliser un filtre en cosinus avec un taux de décroissance de 100% et de transmettre à un taux de transmission instantané (burst-rate) de 5.7272 Mb/s. Ce signal qui a une largeur de bande de 5.7272 MHz est ensuite filtré par un passe-bas de 4.2 MHz. Des études, [14] [15] ont en effet permis de vérifier qu'un tel signal est supérieur à un signal dont la mise en forme serait effectuée à l'aide d'un filtre en cosinus dont le taux de décroissance serait inférieur à 47%. Ce taux permet à un signal de 5.7272 Mb/s. d'être contenu à l'intérieur de la bande vidéo de 4.2 MHz.

3.4 Séparation de la mise en forme

Le filtre de mise en forme peut être divisé entre le récepteur et l'émetteur. Il a été montré [14] que le gain obtenu en divisant le filtre de mise en forme se situe entre 0.5 db et 1.75 db pour un taux de décroissance de 50%. Il est compris entre 0 et 3 db pour un taux de décroissance de 100%. Ces valeurs dépendent du type de mise en forme effectué.

Ce gain est trop peu élevé pour justifier le coût supplémentaire, amené par la séparation du filtre de mise en forme entre l'émetteur et le récepteur. Il est préférable de faire la mise en forme à l'émetteur et de ne doter les récepteurs que d'un filtre passe-bas pour limiter le bruit.

3.5 Amplitude des données télétextes

L'amplitude d'un signal vidéo régulier est comprise entre 0 et 100 IRE. L'amplitude du signal télétexte doit être limitée à un maximum de 70 IRE, afin d'éviter des interférences avec la sous-porteuse son [16]. Ces interférences sont causées par la non-linéarité du détecteur d'enveloppe du téléviseur. Elles causent un bourdonnement dans le son du récepteur TV. Cet effet

est plus marqué lorsque le taux de transmission est près de 4.5 Mb/s. [17]. Le niveau minimum ne doit pas être inférieur à 0 IRE car la synchronisation horizontale du téléviseur est basée sur les impulsions négatives. Des données télétextes négatives gêneraient cette synchronisation.

Le niveau des suroscillations affectant le signal télétexte doit être minimisé pour la même raison et parce qu'elles affectent les performances du décodeur.

3.6 Synchronisation du signal télétexte

La synchronisation du décodeur télétexte doit s'effectuer à partir d'une séquence introduite sur chacune des lignes. En effet le codage N.R.Z. ne comporte pas de porteuse à la fréquence de bits. Seize bits, alternativement 0 et 1, sont donc placés au début de chacune des lignes télétextes pour permettre la synchronisation de bits. La synchronisation d'octets est effectuée à l'aide de l'octet suivant. Sa valeur a été choisie pour le différencier facilement du signal d'horloge.

3.7 Réception et décodage du signal télétexte

À la réception, le traitement du signal télétexte débute après le détecteur vidéo. Le signal alors disponible est en bande de base et devrait idéalement être une copie identique du signal transmis.

Ce signal est d'abord amplifié afin de l'immuniser au bruit interne, puis filtré pour supprimer le bruit présent en dehors de la bande utilisée par les données. Une restauration du niveau continu (D.C.) est effectuée afin de compenser pour les variations du signal.

La synchronisation vidéo composée est extraite à l'aide d'un détecteur de seuil et d'un régénérateur à bande de verrouillage de phase (P.L.L.). Ce signal est nécessaire à la détection de l'horloge et de l'octet de synchronisation.

Les données télétextes sont détectées par un autre détecteur de seuil. Le niveau de référence de celui-ci peut être fixe. Cette façon de faire est simple et permet d'effectuer un ajustement manuel optimal pour un signal donné. Cependant cet ajustement optimal variera avec les caractéristiques du signal et sera constamment à refaire lorsque l'amplitude des données, le niveau de bruit ou le degré d'interférence variera.

Une solution à ces problèmes est de faire varier automatiquement le niveau de référence en fonction de l'amplitude du signal reçu. Cependant ce processus nécessite un circuit un peu plus complexe et il n'offrira pas un ajustement aussi optimal que celui obtenu à l'aide d'un détecteur fixe soigneusement ajusté.

Le circuit de régénération d'horloge doit générer un signal verrouillé en phase et en fréquence avec le signal d'horloge contenu au début de chaque ligne.

Il existe plusieurs façons d'obtenir ce résultat. Le "Data Transition Tracking Loop" est très populaire. C'est une méthode simple qui permet une acquisition rapide de l'horloge. Elle nécessite cependant des données ayant des transitions. Elle est aussi sensible au niveau de seuil et à la gigue due au bruit.

Une autre méthode utilise une boucle à accrochage de phase. Elle est insensible à la gigue causée par l'interférence intersymbole et par le bruit et est indépendante de la position du seuil. Cette méthode est avantageuse lorsque de nombreuses lignes

contiennent des données télétextes. Elle est cependant plus complexe et sa synchronisation est moins rapide que la précédente. Le choix définitif dépendra de chaque manufacturier.

Ces deux opérations, découpage des données et génération de l'horloge, permettent d'effectuer l'échantillonnage. Les données binaires obtenues après cette opération sont mises sous forme parallèle d'octets de huit bits. Cette opération est synchronisée par l'horloge d'octet qui a été détectée en utilisant l'octet de synchronisation suivant immédiatement la séquence de bits de l'horloge.

Le décodeur conserve ces données dans un tampon quand elles font partie du document recherché pour affichage. Elles sont alors traitées par un microordinateur qui présente sur un écran vidéo l'information recherchée.

3.8 Evaluation du signal télétexte

La méthode d'évaluation d'un signal télétexte est différente de celle d'un signal vidéo régulier. Ce dernier est en effet analogique tandis que le signal télétexte est numérique. Le juge ultime de la qualité du signal vidéo est l'oeil. Ce dernier, bien que très évolué, a aussi ses limites. Le jugement sur la qualité d'un tel signal est donc subjectif.

Dans le cas du signal télétexte, le jugement est beaucoup plus objectif car ce sont deux machines qui communiquent entre elles. Le signal est évalué analogiquement à l'aide du diagramme d'oeil ou numériquement en mesurant le taux d'erreur.

Cette mesure s'effectue en comparant les données reçues avec la valeur de celles effectivement transmises. Le rapport entre le nombre d'erreurs détectées et le nombre de bits transmis

est le taux d'erreur. Le taux de perte peut aussi être obtenu. Il indique le rapport entre le nombre de lignes télétextes qui ne peuvent être détectées et le total de lignes télétextes effectivement transmises.

Les séquences de données employées pour ces tests sont délibérément choisies afin que l'on y retrouve le plus grand nombre de transitions différentes possibles.

Le signal peut aussi être évalué analogiquement à l'aide du diagramme en oeil. C'est une façon simple et rapide d'évaluer les distorsions affectant un signal numérique.

La hauteur de l'oeil est exprimée par le rapport en pourcentage entre la hauteur maximale de l'oeil et l'amplitude séparant les niveaux 1 et 0. Dans le cas où un récepteur donné est évalué, la hauteur maximale est remplacée par la hauteur de l'oeil à l'instant d'échantillonnage de ce récepteur afin de tenir compte de l'erreur d'échantillonnage.

La largeur de l'oeil détermine la qualité d'un signal de synchronisation retrouvé à partir de la détection du passage du niveau de seuil. Elle est aussi une indication de la résistance du signal aux erreurs d'échantillonnage. Cette largeur est mesurée en faisant le rapport entre la largeur maximale de l'oeil et l'intervalle de transmission d'un symbole. On peut aussi mesurer la largeur de l'oeil au niveau de découpage pour un récepteur donné.

Le niveau de suroscillations peut également être évalué. Si ces suroscillations sont non symétriques, c'est un indice que les distorsions sont non linéaires. Les suroscillations pourront créer des interférences audio et augmenter l'effet des réflexions sur la qualité du signal [16].

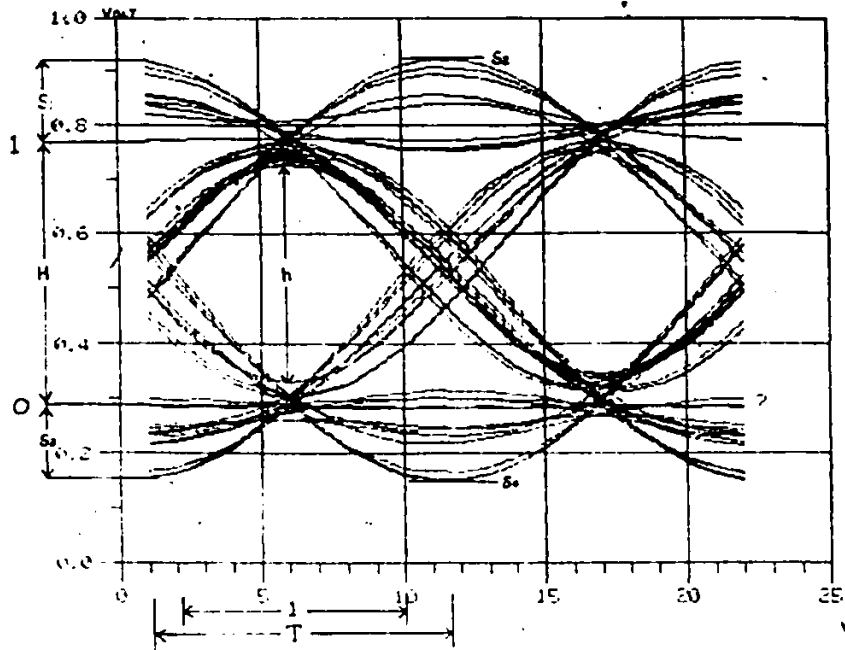
Divers facteurs tels la réponse du canal ou le type de mise en forme causeront ces suroscillations. Pour tenir compte de celles-ci lorsque nous évaluons la hauteur de l'oeil, la hauteur corrigée de l'oeil doit être calculée. Cette valeur donne la hauteur de l'oeil une fois que l'amplitude du signal télétexte au transmetteur a été réduite pour maintenir le niveau pointe à moins de 70 IRE pour les raisons données à la section 3.5.

Les paramètres de l'oeil du signal télétexte binaire sont présentés à la figure 3.1.

Lors de l'évaluation mathématique de la probabilité d'erreur, on choisit souvent d'employer la valeur efficace de la hauteur de l'oeil. Celle-ci est plus facile à calculer que la valeur pointe, car elle peut être trouvée sans avoir à calculer la réponse de tous les échantillons. Cependant elle offre une moins bonne estimation de la probabilité d'erreur car elle suppose que l'interférence intersymbole est gaussienne [27]. En réalité il n'en est pas ainsi car cette valeur est bornée; de plus le calcul basé sur la hauteur pointe est facile lorsque la hauteur de l'oeil est mesurée directement sur un diagramme d'oeil et non calculé numériquement. Nous baserons donc nos calculs de la probabilité d'erreur sur la hauteur pointe de l'oeil.

3.9 Calcul de la probabilité d'erreur

Le taux d'erreur est le critère le plus important pour évaluer les performances d'un système télétexte. Dans la dernière partie de ce travail, ce taux sera mesuré expérimentalement. Mais d'abord nous calculerons ici la probabilité d'erreur théorique. Cette valeur nous permettra de comparer les performances théoriques du système actuel avec celles de notre nouvelle méthode; elle permettra également de juger de la précision des résultats expérimentaux.



Hauteur minimum de l'oeil
en pourcentage

$$h\% = \frac{hx100}{H}$$

Largeur minimum de l'oeil
en pourcentage

$$l\% = \frac{l \times 100}{T}$$

Niveau des suroscillations
maximum en pourcentage

$$s\% = \frac{(\text{Max. de } S_1 \text{ ou } S_2 + \text{Max. de } S_3 \text{ ou } S_4) \times 100}{H}$$

Hauteur corrigée de l'oeil
en pourcentage.

$$hc\% = \frac{h\% \times 100}{100 + s\%}$$

Figure 3.1: Paramètres du diagramme d'oeil binaire,
utilisés pour ce travail.

3.9.1 Signal télétexte

La suite d'impulsions transmise sur un signal vidéo est distorsionnée en phase et en amplitude lors de son passage à travers le réseau de diffusion. L'énergie de chacune de ces impulsions, qui à l'origine était concentrée à l'intérieur de la période d'un seul bit, occupe alors plusieurs périodes.

Le signal à l'entrée du décodeur télétexte peut être exprimé par la formule suivante [8 p. 64]

$$y(t) = a_k g(t-kT) + n(t)$$

où $g(t)$ est la réponse temporelle d'un filtre $C(w)$, représentant le canal. Elle est donnée par

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} a_0 C(w) \exp(jwt) dw$$

Au temps d'échantillonnage donné par

$$t = t_0 + kT$$

l'amplitude du signal est la somme de la réponse temporelle du canal, de l'interférence intersymbole et du niveau de bruit. Nous avons donc pour le k ème symbole:

$$y(t_0 + kT) = a_k g(t_0) + \sum_{i \neq k} a_i g(t_0 + kT - iT) + n(t_0 + kT)$$

ou bien en simplifiant la notation:

$$y_k = a_k g_0 + \sum_{i \neq k} a_i g_{k-i} + n_k$$

3.9.2 Probabilité d'erreur

Une erreur est faite par le décodeur lorsque la somme du bruit et de l'interférence intersymbole est supérieure à l'écart existant entre le niveau du signal original et le seuil du comparateur (E_S). - La probabilité qu'une telle erreur se produise est donnée par [8, p. 67]

$$P_e(1) = \text{Prob} \left[\sum_{i \neq k} a_i g_{k-i} + n_k < E_S - a_k g_0 \right]$$

dans le cas où un 1 est transmis et par

$$P_e(0) = \text{Prob} \left[\sum_{i \neq k} a_i g_{k-i} + n_k > E_S \right]$$

si c'est un 0 qui a été transmis.

Pour calculer la probabilité d'erreur sur un symbole nous devons connaître la répartition du bruit. Nous supposons un bruit blanc gaussien de moyenne nulle. Cette hypothèse est acceptable pour des essais effectués en laboratoire à l'aide d'un démodulateur synchrone. Le canal est alors approximativement linéaire.

La tension du bruit est définie par

$$P(x < n(t) < x+dx) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx$$

La probabilité d'erreur sur un symbole est alors:

$$P_e(1) = \frac{1}{2} \left[1 - \text{erf} \frac{x_1 - E_S}{\sigma \sqrt{2}} \right]$$

$$P_e(0) = \frac{1}{2} \left[1 - \text{erf} \frac{E_S - x_0}{\sigma \sqrt{2}} \right]$$

où

$$\text{erf } x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du$$

x est le niveau du signal

σ est la valeur efficace du bruit.

3.9.3 Taux d'erreur

Le taux d'erreur est ensuite obtenu en faisant une moyenne de la probabilité d'erreur sur toute la séquence. Pour un signal binaire équiprobable, ce taux est donné par

$$P_e = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K P_e(j)$$

où $P_e(j)$ est la probabilité d'erreur de la j^{ème} séquence

et $K = 2^{2m}$ le nombre de configuration à considérer pour que la réponse impulsionnelle soit négligeable, c'est-à-dire pour $t > (m+1)T$.

Cette dernière relation demande de longs calculs. Il est plus pratique de faire une estimation basée sur la hauteur pointe de l'oeil. Nous obtenons ainsi la probabilité d'erreur maximale:

$$\text{où } P_{e \text{ max}} = 1/2 [P_{e \text{ max}}(1) + P_{e \text{ max}}(0)]$$

et pour un bruit ayant une distribution gaussienne

$$P_{e \text{ max}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \left[\text{Erf} \left(\frac{x_{1 \text{ min}} - E_s}{\sigma \sqrt{2}} \right) + \text{Erf} \left(\frac{E_s - x_{0 \text{ max}}}{\sigma \sqrt{2}} \right) \right] \right]$$

Si le seuil est au centre de l'oeil, ce qui assure la meilleur immunité au bruit, nous obtenons [8 p. 68]

$$P_e \text{ max} = 1/2 \left(1 - \text{erf} \left(\frac{h}{2\sigma\sqrt{2}} \right) \right)$$

où h est la hauteur de l'oeil à l'instant d'échantillonnage. Nous pouvons aussi écrire cette expression sous la forme suivante:

$$P_e \text{ max} = 1/2 \text{ erfc} \left(\frac{h}{2\sigma\sqrt{2}} \right)$$

3.9.4 Taux d'erreur télétexte

Nous pouvons mesurer la hauteur de l'oeil sur les diagrammes obtenus lors de mesures ou de simulations. Le niveau de bruit est calculé d'après le rapport signal sur bruit du signal vidéo (SNRV). Des corrections doivent être faites à cette mesure avant de l'utiliser pour le calcul du taux d'erreur.

Premièrement, le SNRV est défini par rapport au niveau blanc, c'est-à-dire 100 IRE. Les données télétextes sont transmises à un niveau inférieur. La correction suivante doit donc être faite

$$\text{ampl} = 20 \log (H \text{ IRE}/100 \text{ IRE})$$

où H est l'amplitude du niveau 1.

Deuxièmement, le bruit vidéo est mesuré sur une largeur de bande de 4.2 Mhz. Dans le cas où la largeur de bande du signal télétexte est inférieure à cette valeur il sera possible de réduire, à l'aide d'un filtre, la largeur de bande du bruit sans affecter le signal télétexte. La correction à apporter dans ce cas est donnée par

$$lb = 20 \log (4.2 \text{ MHz/B})$$

où B est la largeur de bande du signal télétexte.

Nous obtenons alors le rapport signal sur bruit pour le télétexte (SNRT):

$$\text{SNRT} = \text{SNRV} + \text{ampl} + lb.$$

Puis nous calculons la valeur efficace du bruit en faisant

$$\sigma = \frac{.714}{10^{\text{SNRT}/20}}$$

Nous mettons cette valeur et celle de la hauteur de l'œil dans la formule

$$P_e = 1/2 \operatorname{erfc} \frac{h}{2\sqrt{2}\sigma}$$

pour obtenir le taux d'erreur.

La courbe de la figure 3.2 représente le taux d'erreur en fonction du bruit vidéo (SNRV) pour un signal télétexte occupant une largeur de bande de 4.2 MHz dont l'œil serait ouvert à 100%. Plus loin nous comparerons cette courbe avec celle obtenue lors de mesures expérimentales.

3.10 Evaluation des systèmes télétextes

Les divers organismes intéressés par le développement du système télétexte en ont évalué les performances. De nombreux résultats ont été publiés par les Anglais [18], et par les Français [8].

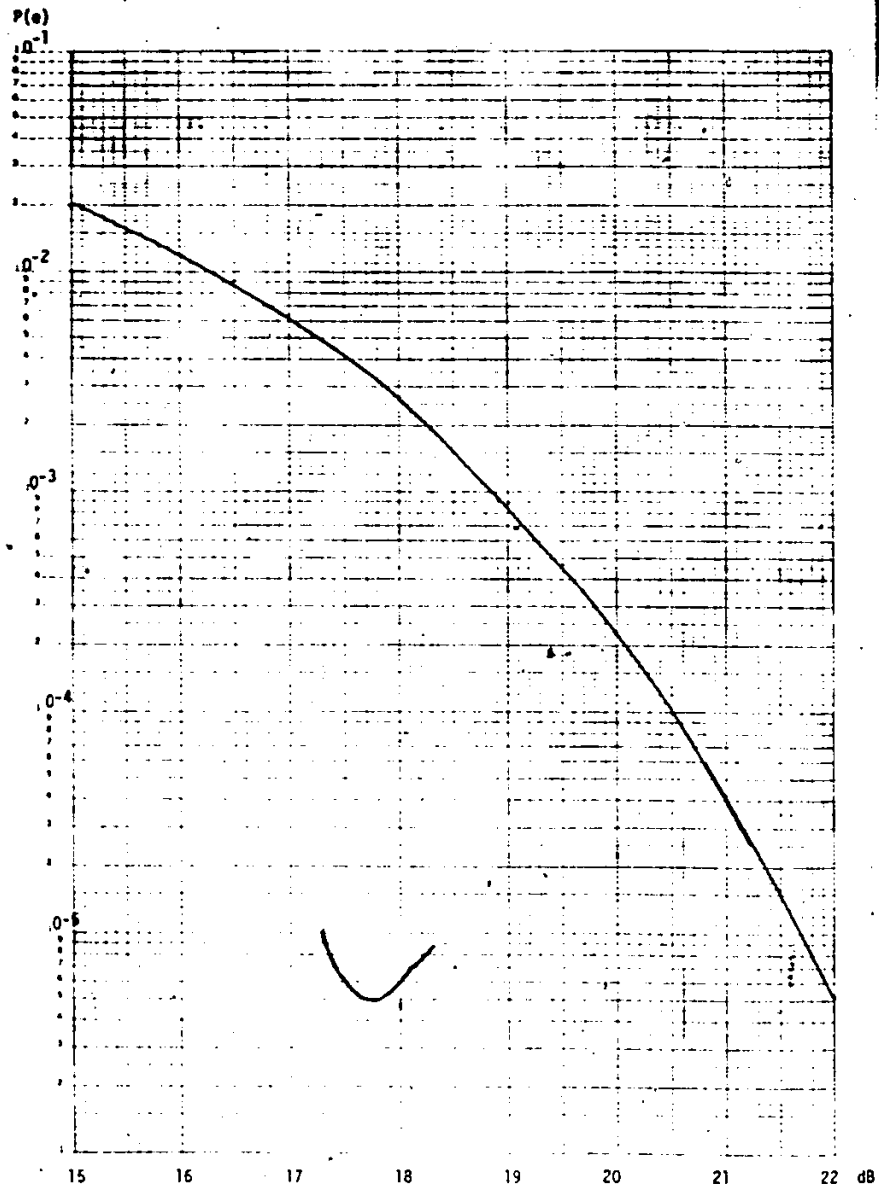


Figure 3.2: Courbe théorique de taux d'erreur en fonction du niveau de bruit vidéo (4.2 MHz) pour un signal idéal. Cette courbe sera comparée avec les courbes expérimentales.

A titre indicatif, voici les résultats généraux obtenus par les Français. Dans une région urbaine, 2% des sites ne permettent pas la réception télétexte. Dans 91% des cas, un taux d'erreur de 10^{-6} est obtenu, ce qui correspond à une réception correcte dans le cas du télétexte.

En milieu rural, la qualité du signal reçu n'est affectée que par le rapport signal sur bruit qui décroît en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

En montagne au contraire, le taux d'erreur varie d'un site à un autre. Ici le problème des réflexions est de première importance et influe grandement sur la qualité du signal reçu.

Des résultats similaires ont été obtenus pour le système canadien. Ce système est présentement utilisé par TV Ontario, par Radio-Canada et par la station américaine WETA à Washington. Les principaux problèmes rencontrés, outre la fiabilité des décodeurs, sont dus aux mauvais ajustements du transmetteur de télévision et à la présence d'échos.

3.11 Solutions envisagées

Les problèmes rencontrés en transmission télétexte ont amené certaines propositions de solution.

Les filtres adaptatifs semblent la solution offrant le plus de possibilités. Ce type de filtre s'adapte de telle façon que sa fonction de transfert corrige les imperfections du canal. L'adaptation se fait en comparant le signal reçu avec une référence conservée dans le récepteur [19] [20] [21]. La compagnie Philips espère introduire à la fin de 1983 un circuit intégré effectuant une telle correction [22].

La réception télétexte peut être améliorée si des modifications sont apportées au récepteur TV. Le filtre RF qui cause des distorsions d'amplitude et de délai de groupe peut être amélioré en utilisant des "Surface Acoustic Devices" [23]. L'utilisation d'un récepteur synchrone amène également une amélioration très appréciable mais son coût élevé en empêche la diffusion à grande échelle.

Une précorrection au transmetteur a aussi été suggérée [9]. Il semble cependant qu'il soit difficile de trouver un type de précorrection qui améliorerait la performance de tous les récepteurs d'une région.

Enfin, la qualité et la fiabilité des décodeurs actuellement sur le marché pourrait être améliorée. Leur coût (près de \$2,000) est aussi un obstacle majeur à leur diffusion auprès du grand public.

3.12 Sommaire

Ce chapitre a décrit le système télétexte actuel. Le protocole, les caractéristiques physiques du signal, les techniques de décodage et d'évaluation ont été expliqués. Le taux d'erreur théorique a été calculé. Enfin les problèmes auxquels ce système fait face ont été présentés.

Chapitre 4: Technique de transmission inédite

4.0 Introduction

Avant d'être transmises sur un canal de télévision, les données binaires d'un signal télétexte doivent être codées, mises en forme et modulées.

Le type de modulation du signal télétexte doit être le même que celui utilisé par la transmission vidéo afin d'assurer la compatibilité entre les deux systèmes, télévision et télétexte. En Amérique du Nord la modulation en amplitude à bande latérale partiellement supprimée (AM-VSB) est employée.

Le type de mise en forme présentement utilisé pour les signaux télétextes a été décrit à la section 3.3. Au Canada le filtre en cosinus à hausse contrôlée a été choisi [12].

Enfin les techniques de codages applicables au télétexte sont révisées dans ce chapitre et leur potentiel d'amélioration vis-à-vis du système actuel est déterminé. Un système télétexte original basé sur le codage duobinaire est proposé car il offre des perspectives intéressantes d'améliorer le système actuel.

4.1 Révision des codages

Le choix d'un codage particulier permet d'atteindre certains des quatre buts suivants [35]:

- 1) Modifier le spectre du signal.
- 2) Faciliter la récupération de l'horloge.
- 3) Permettre une détection d'erreur.
- 4) Augmenter le taux de transmission.

Ce dernier point est celui qui nous intéresse le plus pour ce travail. En effet une augmentation du taux de transmission permet d'améliorer le service télétexte soit en augmentant la quantité d'information contenue dans un cycle, soit en diminuant la durée d'un cycle.

L'amélioration du spectre est aussi utile car la réponse du canal vidéo, bien qu'excellente aux basses fréquences, est limitée à haute fréquence. Un codage réduisant le contenu haute fréquence du signal télétexte est donc utile. De plus un tel codage permet d'être moins exigeant sur les caractéristiques du filtre de mise en forme.

La récupération de l'horloge se fait présentement en utilisant une suite de un et de zéro au début de chaque ligne télétexte. Ce procédé est au point et n'amène pas d'inconvénients majeurs. Il n'y a donc pas d'avantages importants à espérer d'un codage permettant une récupération d'horloge basée sur les transitions présentes tout au long de la séquence.

Enfin la détection d'erreur supplémentaire offerte par certains codages est utile mais non nécessaire; le système télétexte actuel inclut déjà une protection suffisante contre les erreurs. Une protection additionnelle sera appréciée si elle ne gêne pas les performances du système.

Les codages envisageables doivent pouvoir s'intégrer au système télétexte. Le signal doit être unipolaire car la partie négative d'un signal bipolaire causera des problèmes de synchronisation horizontale tel qu'expliqué à la section 3.5. Les codages doivent être simples et économiques à implanter car le décodeur télétexte est un produit de masse. Ils doivent aussi offrir une bonne résistance au bruit et à l'interférence intersymbole pour permettre une réception satisfaisante au plus grand nombre d'utilisateurs.

Compte tenu de ces conditions les codages qui suivent ont été sélectionnés pour examen.

4.1.1 Codage sans retour à zéro

Le codage sans retour à zéro (N.R.Z.) est utilisé par tous les systèmes télétextes au Canada [12] et ailleurs dans le monde [6, 8, 9]. Sa capacité théorique est de 2 bits par seconde par hertz. La capacité réelle dépendra du type de mise en forme utilisé et variera en pratique de 1 à 1.5 bits par seconde par hertz.

Pour un signal télétexte d'amplitude H et de période T, le spectre sera [8]

$$S(f) = \frac{H^2 T}{2} \left(\frac{\text{Sin} \pi f T}{\pi f T} \right)^2 + \frac{H^2}{4} D(f)$$

L'absence d'une composante spectrale à la fréquence de transmission oblige à inclure un signal de synchronisation au début de chaque ligne télétexte. La composante de basse fréquence est importante mais le canal vidéo transmet bien ce type de signal. Une mise en forme appropriée permet de limiter les hautes fréquences à l'intérieur de la bande assignée au canal vidéo. Ce codage supporte très bien une limitation de largeur de bande [34]. La simplicité, la capacité élevée et la bonne résistance au bruit de ce codage expliquent pourquoi il a été adopté par tous. Ses performances ont été résumées à la section 3.10.

4.1.2 Codage avec retour à zéro

Le codage avec retour à zéro (R.Z.) a une capacité maximum de 1 bit par seconde par hertz et pour un signal télétexte son

spectre est donné par [8]

$$S(W) = \frac{H^2 T}{8} \left(\frac{\sin \frac{WT}{4}}{\frac{WT}{4}} \right)^2 + \frac{E^2}{16} D(W) + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{E^2}{2\pi^2 (2n+1)^2} D(W - (2n+1)W_0)$$

où $W_0 = 2\pi/T$.

Remarquons la présence d'une composante spectrale à la fréquence de transmission et à ses harmoniques impaires. Cette caractéristique permet une synchronisation sans avoir à ajouter de signal au début de chaque ligne. Malgré cet avantage, sa capacité limitée à 1 bit par seconde par hertz fait rejeter l'usage de ce système pour le télétexte car le taux de transmission possible serait trop faible.

4.1.3 Codage biphase

Le codage biphase [36], aussi appelé Manchester ou "split phase", représente un 1 par une impulsion positive suivi d'un niveau 0(+,0) et le 0 par niveau 0 suivi d'une impulsion positive (0,+). Le spectre de ce codage est donné par [34]. L'énergie y est concentrée entre 0.4 et 1.2 fois le taux de transmission. Cette caractéristique n'est pas intéressante dans le cas du télétexte car elle n'exploite pas l'excellente réponse basse fréquence du canal vidéo. De plus pour maintenir le spectre des données télétextes à l'intérieur de la largeur de bande vidéo de 4.2 MHz le taux de transmission maximum sera limité à 3.5 Mb/s.

Une étude réalisée par la Radiotélévision italienne [33] montre que ce codage offre des performances supérieures à celles du N.R.Z. pour un taux de transmission de 3.4 Mb/s., mais que le N.R.Z. est supérieur lorsque le taux de transmission est supérieur à 4 Mb/s. On ne peut donc espérer obtenir des performances supérieures au N.R.Z. en utilisant ce codage.

4.1.4 Codage de Miller

Le codage de Miller (Delay Modulation) cause soit une transition au centre du symbole lorsqu'un 1 est transmis, soit une transition à la fin du symbole lorsque deux 0 se suivent.

Le spectre de ce signal calculé par [34] montre que l'énergie y est concentrée autour de la demie du taux de transmission. Cette caractéristique explique pourquoi ce codage est plus sensible à une limitation de largeur de bande que le codage N.R.Z.

Le codage Miller nécessite un échantillonnage à deux fois la fréquence de transmission. La position de cette horloge devient critique en présence d'un signal affecté par l'interférence intersymbole.

Ces deux raisons expliquent les résultats expérimentaux présentés par un article britannique [34], où les performances du codage de Miller sont inférieures à celles du codage N.R.Z.

4.1.5 Codage quaternaire

La capacité de transmission peut être accrue en augmentant le nombre de niveaux permis. Le nombre de niveaux est choisi d'après la puissance deux (4, 8, 16) afin de faciliter la conversion d'une séquence binaire à une séquence multiniveaux et vice versa. En passant de deux à quatre niveaux, la capacité théorique de notre système passe de 2 à 4 bits par seconde par hertz (6 bits par hertz pour huit niveaux). Cependant lorsque le nombre de niveaux m augmente, le rapport signal sur bruit nécessaire pour un taux d'erreur donné augmente de $20 \log(m-1)$. Ainsi un écart de résistance au bruit de 9.5 db existe entre un

ystème à quatre niveaux et un système binaire. La complexité du système augmente également avec le nombre de niveaux. Un système télétexte à huit niveaux ou plus est à rejeter, vu sa complexité et sa sensibilité élevée au bruit. Il serait cependant intéressant de comparer les performances d'un codage quaternaire avec celles du codage actuel. Des simulations ou des mesures expérimentales permettraient de savoir à quel taux le quaternaire offre une résistance au bruit et aux distorsions égale à celle du N.R.Z. transmis à 5.72 Mb/s.

4.1.6 Codages corrélatifs

Un dernier choix est offert par les codages corrélatifs appelés aussi "Partial Response Signalling". L'application de ce codage aux techniques de transmission télétexte constitue notre contribution originale.

Le codage corrélatif est basé sur l'introduction contrôlée de l'interférence intersymbole (I.S.I.). Il est important lors d'une transmission numérique de maintenir chaque caractère à l'intérieur de son propre intervalle de transmission afin d'éviter l'I.S.I. Les techniques corrélatives [25, 26, 27] introduites par Lender [24] permettent une superposition contrôlée des symboles.

Cette façon de faire offre la possibilité de modeler le spectre du signal pour l'adapter aux caractéristiques du canal employé et permet de transmettre au taux de Nyquist. Par exemple un signal corrélatif à un taux donné aura la même largeur de bande qu'un signal N.R.Z. à la demie de ce taux mis en forme par un filtre en cosinus à hausse contrôlée de 100%. Il est aussi possible d'effectuer une détection d'erreur sans devoir ajouter de bits redondants. Enfin cette technique est simple de réalisation.

En contrepartie le nombre de niveaux d'un signal corrélatif est supérieur à celui du signal initial, ce qui diminue sa résistance au bruit. L'addition de détecteurs de seuil complique aussi la réalisation du décodeur.

Plusieurs types de systèmes corrélatifs ont été étudiés [25] et les plus connus sont présentés au Tableau 4.1. Ces codages permettent de transmettre au taux de Nyquist, sauf pour le dicode; sa discontinuité le rend impraticable à ce taux. Certains codes créent un signal comportant trois niveaux lorsque le signal à l'entrée en a deux tandis que les autres génèrent un signal à cinq niveaux.

Ces derniers systèmes permettent un modelage du spectre plus élaboré que celui obtenu par les codes à trois niveaux. Ils impliquent cependant une perte de résistance au bruit importante. Dans le cas du télétexte les caractéristiques du canal employé ne nous semblent pas suffisamment critiques pour justifier l'emploi de ces méthodes.

Parmi les codes à trois niveaux, le dicode est rejeté à cause de sa capacité limitée à la demie du taux de Nyquist.

Le duobinaire modifié offre un spectre ne contenant que peu d'énergie à basse fréquence. Cette caractéristique n'est cependant pas très utile car le canal employé possède, on l'a dit, une très bonne réponse aux basses fréquences.

Le duobinaire enfin est un bon candidat. Il permet de transmettre au taux de Nyquist et ne comporte que trois niveaux qui sont de polarité positive. Son spectre ne contient que peu d'énergie à haute fréquence, là où la coupure du canal vidéo se fait sentir. De plus, il est simple à utiliser et économique.

Classe	Nombre d'impulsions superposées	F(d)	Réponse impulsionnelle h(t)	H(f) pour 0 < f < F	Nombre de Niveaux
1 Duobinaire	2	1+D	$\frac{4\cos(\pi t/T)}{\pi(1-4(t/T)^2)}$	$2\cos(\pi f/F)$	3
2	3	1+2D+D ²	$\frac{2T^3}{\pi t} \frac{\sin \pi t/T}{T^2-t^2}$	$4\cos^2(\pi f/F)$	5
3	3	2+D-D ²	$\frac{T^2}{\pi t} \sin(\pi t/T) \left(\frac{3t-T}{t^2-T^2}\right)$	$2+(\cos(\frac{2\pi}{F}f) - \cos(\frac{4\pi}{F}f) + j[\sin(\frac{2\pi}{F}f) - \sin(\frac{4\pi}{F}f)])$	5
4 Duobinaire modifié	3	1-D ²	$\frac{2T^2}{\pi} \frac{\sin(\pi t/T)}{(t^2-T^2)}$	$2\sin(\frac{2\pi}{F}f)$	3
5	5	1-2D ² +D ⁴	$\frac{8T^3}{\pi t} \frac{\sin(\pi t/T)}{(t^2-4T^2)}$	$4T\sin^2(\frac{2\pi}{F}f)$	5
Dicode	2	1-D	$\frac{8Tt}{\pi} \frac{\cos(\pi t/T)}{(4t^2-T^2)}$	$j2T\sin(\frac{\pi f}{F})$	3

Tableau 4.1: Principaux systèmes d'encodage corrélatif. Le nombre de niveaux à la sortie est donné lorsque le signal à l'entrée comporte deux niveaux.

Ces avantages devraient, nous l'espérons, compenser pour la perte de résistance au bruit vis-à-vis du codage N.R.Z.

4.2 Comparaison des codages

Au terme de cette description des divers codages applicables au télétexte nous sélectionnons trois candidats: le N.R.Z. binaire, le duobinaire et le quaternaire. Les autres méthodes présentées ici ont été rejetées à cause de leur complexité, de leur fragilité face au bruit ou de leur faible capacité de transmission.

Le N.R.Z. binaire a été retenu car il est le codage présentement utilisé par le télétexte. Il servira de point de référence pour ce travail.

Le duobinaire semble la méthode offrant le plus de potentiel. Sa capacité plus élevée que le N.R.Z. et son spectre dont l'énergie est concentrée à basse fréquence le favoriserait face au N.R.Z.

Le quaternaire, malgré sa complexité et sa perte de résistance au bruit vis-à-vis du N.R.Z., est aussi un candidat intéressant. Les limites imposées à ce travail nous empêchent toutefois de le comparer, aux deux méthodes précédentes. Les chances du duobinaire face au N.R.Z. nous paraissent meilleurs. En effet pour une largeur de bande donnée, un signal quaternaire mis en forme par un filtre en cosinus à hausse contrôlée de 100% transmet autant d'information qu'un signal duobinaire filtré passe-bas à la demie du taux de transmission cependant le signal quaternaire est moins résistant au bruit et son décodage est plus complexe.

4.3 Le duobinaire

Nous réviserons maintenant les caractéristiques du codage duobinaire.

4.3.1 Génération

A partir de la séquence binaire X_k , la séquence duobinaire est générée en faisant [24]

$$Y_k = X_k + X_{k-1}$$

c'est-à-dire en additionnant le bit présent au bit précédent. Il y a donc dans le signal ainsi créé une interférence entre les différents bits. Un filtre passe-bas $G(f)$ suivra l'encodeur numérique pour limiter la largeur de bande du signal à la demie du taux de transmission.

4.3.2 Précodage et détection d'erreur

Au récepteur, la décision sur la valeur du bit reçu doit être basée sur la valeur du bit précédent. Si une erreur est commise sur un bit, cette erreur se propagera.

Pour solutionner ce problème, un précodage a été effectué sur la séquence binaire en additionnant modulo-2 le bit actuel et le bit précodé précédent. La séquence X_k alimentant l'encodeur duobinaire est alors donnée par [24]

$$X_k = A_k \oplus X_{k-1}$$

où A_k représente la séquence binaire initiale. La figure 4.1 présente le circuit générant un tel signal duobinaire précodé.

réponse impulsionnelle $G(f)$ du filtre qui le suit [25]

$$H(f) = G(f) (1 + \exp(-j2\pi fT))$$

Si le filtre $G(f)$ est un passe-bas idéal cette expression devient

$$\begin{aligned} |H(f)| &= 2 \cos \pi fT && \text{pour } f < F/2 \\ |H(f)| &= 0 && \text{ailleurs.} \end{aligned}$$

Une série d'impulsions rectangulaires dont le spectre est donné par

$$S_x(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi fT}{\pi fT} \right)^2$$

aura le spectre suivant à la sortie du filtre duobinaire:

$$S_y(f) = A^2 T \left(\frac{\sin 2\pi fT}{2\pi fT} \right)^2$$

Le spectre occupe alors la moitié de la bande initiale

$$S_x(2f) = S_y(f).$$

4.3.4 Taux d'erreur

Une erreur sera commise lorsque le niveau de bruit sera supérieur à la distance séparant le signal du seuil. La probabilité d'erreur approximative est donnée par [25]

$$P(e) = 2(1 - 1/m^M) P(n > d)$$

où m est le nombre de niveaux à l'entrée de l'encodeur et M est le nombre d'échantillons d'impulsions non nulles. M est égal à 1 dans le cas du binaire et à 2 pour le duobinaire.

Si le bruit n est blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ , la probabilité d'erreur devient après un calcul similaire à celui de la section 3.9

$$P(e) = 3/2 \operatorname{erfc}(h/2\sqrt{2}\sigma)$$

Dans le cas du duobinaire, la valeur de "h" sera la demi de celle du signal binaire. En effet l'amplitude du signal télétexte est la même dans les deux cas mais le nombre de niveaux passe de deux à trois pour des taux d'erreur significatifs. Ceci correspond à une perte de 6 db lorsque le niveau de bruit est identique pour les deux types de signaux.

Si par contre la largeur de bande de bruit est différente pour chacun des signaux, l'écart de 6 db. devra être corrigé. Par exemple un signal télétexte binaire à 5.72 Mb/s. devra être limité à 4.2 MHz au récepteur tandis qu'un signal duobinaire transmis au même taux pourra être limité à 5.72/2 MHz. Le niveau de bruit du signal duobinaire sera réduit par $20 \log(4.2/2.86) \dagger = 3.3$ db. L'écart entre les deux systèmes sera alors de 2.7 db.

Une perte de 2.1 db est souvent avancée [25, 27] lorsqu'on compare le duobinaire au binaire. Celle-ci est calculée en effectuant une séparation du filtre de mise en forme entre le transmetteur et le récepteur et en augmentant le niveau du signal duobinaire de façon à ce que son spectre ait la même quantité d'énergie que celui du signal binaire. La probabilité d'erreur est alors donnée par [27]

$$P(e) = 3/2 \operatorname{erfc}\{(P_s/P_n)\pi/4\}$$

où P_s est la puissance à l'entrée du canal et P_n est la puissance de bruit à l'entrée du décodeur dans la bande de Nyquist.

Dans le cas du signal binaire la probabilité d'erreur est donnée par [27]

$$P(e) = \operatorname{erfc}(P_s/P_n).$$

Pour les taux d'erreur significatifs l'écart entre les deux rapports de signal sur bruit est égal à $\pi/4$ ce qui correspond à 2.1 db.

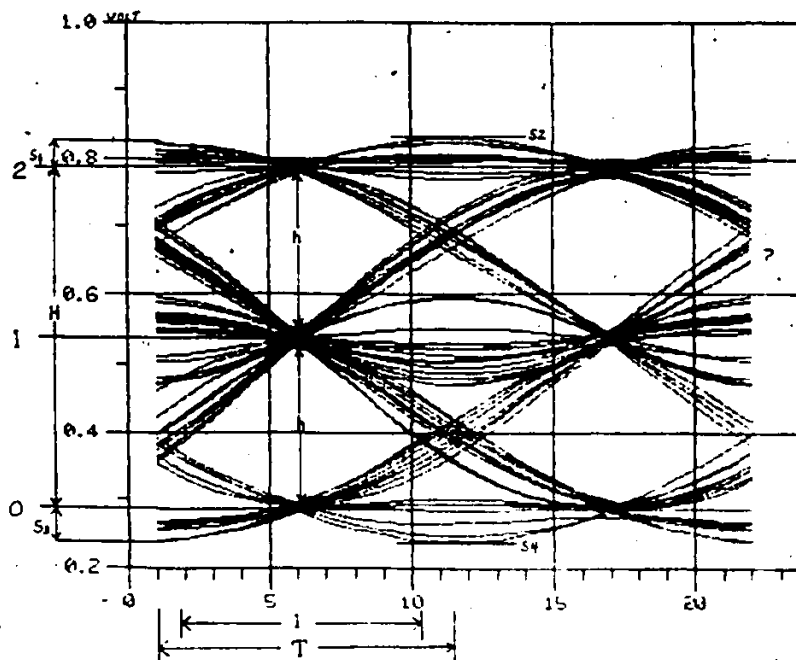
Dans le cas de la transmission télétexte, l'amplitude des données ne peut être augmentée sans créer des problèmes potentiels d'interférence audio. De même la séparation de la mise en forme ne semble pas économiquement réalisable. Dans ces conditions, nous anticipons un écart de 6 db entre les performances des systèmes binaire et duobinaire lorsque la largeur de bande du bruit est identique dans les deux cas.

4.3.5 Diagramme d'oeil

Le diagramme d'oeil peut être utilisé pour l'évaluation du signal duobinaire. Il est généré et évalué de la même façon que celui du signal binaire. Le diagramme de la figure 4.2 présente les différents paramètres considérés; ils sont similaires à ceux du diagramme d'oeil binaire présenté à la section 3.8.

4.4 Sommaire

Les techniques de codage applicables au télétexte ont été révisées. Le codage duobinaire a été choisi pour être comparé au système N.R.Z. actuel, car c'est celui possédant les caractéristiques les plus intéressantes. Ce type de codage a ensuite été décrit en détail afin de pouvoir l'utiliser avec un système télétexte.



Hauteur minimum de l'oeil
en pourcentage

$$h\% = \frac{h \times 100}{H/2}$$

Largeur minimum de l'oeil
en pourcentage

$$l\% = \frac{l \times 100}{T}$$

Niveau des suroscillations
en pourcentage

$$s\% = \frac{(\text{Max. de } S_1 \text{ ou } S_2) + (\text{Max. de } S_3 \text{ ou } S_4)}{H}$$

Hauteur de l'oeil corrigée

$$hc\% = \frac{h\% \times 100}{100 + s\%}$$

Figure 4.2: Paramètres de l'oeil d'un signal duobinaire.

Chapitre 5: Simulations de transmission télétexte

5.0 Introduction

Au cours de ce chapitre nous présenterons les simulations sur ordinateur que nous avons réalisées. Les résultats obtenus nous guideront lors de la réalisation expérimentale du système de transmission télétexte. Ces simulations permettent également d'effectuer des essais qui n'ont pu être réalisés en laboratoire.

Une comparaison des filtres de mise en forme sera faite afin de sélectionner le type le plus approprié. Les performances des signaux binaire et duobinaire seront étudiées pour déterminer à quel taux de transmission le duobinaire devient supérieur au binaire. Des essais de transmission sur divers canaux seront ensuite effectués pour comparer la résistance aux distorsions des deux systèmes. Enfin nous présenterons au chapitre 7, une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus grâce aux simulations, afin de prouver la validité de notre modèle.

5.1 Description du système

Les simulations de notre système ont été réalisées en utilisant le programme de "Génération télétexte" (Telegen) mis au point par le groupe télétexte du Centre de recherche sur les communications (CRC). Ce logiciel est exécuté en temps partagé par un ordinateur Honeywell DPS-8-70 avec le système d'opération CP-6. La sous-routine graphique utilisée est PLOT-10.

Un terminal Digital VT-100 a été utilisé pour interagir avec le système et pour afficher les différents graphiques. Ceux-ci peuvent être reproduits sur papier à l'aide d'une imprimante Texas Instruments OMNI-Graphics 800.

Ce logiciel a été conçu pour effectuer des simulations du système télétexte transmettant des données binaires. Des modifications y ont été apportées pour permettre de simuler une transmission duobinaire. La figure 5.8 présente un bloc diagramme de ce logiciel de simulation.

5.2 Description du fonctionnement

Une simulation typique est effectuée en générant une séquence aléatoire de données binaire ou duobinaire; l'amplitude des données et leurs taux de transmission sont spécifiés.

La séquence télétexte binaire A_k est composée de 16 bits d'horloge, suivis d'une série de bits aléatoires. Pour obtenir une séquence duobinaire la séquence est d'abord précodée suivant l'équation:

$$X_k = X_{k-1} \oplus A_k$$

et additionnés de la façon suivante

$$Y_k = X_k + X_{k-1}.$$

Chacun des symboles peut alors prendre trois valeurs correspondant à une valeur en I.R.E. déterminée par l'utilisateur.

Cette série de données duobinaires est incorporée à une ligne vidéo. La figure 5.1 illustre une telle ligne télétexte, Ici les données sont comprises entre 0 et 70 I.R.E et ont un taux

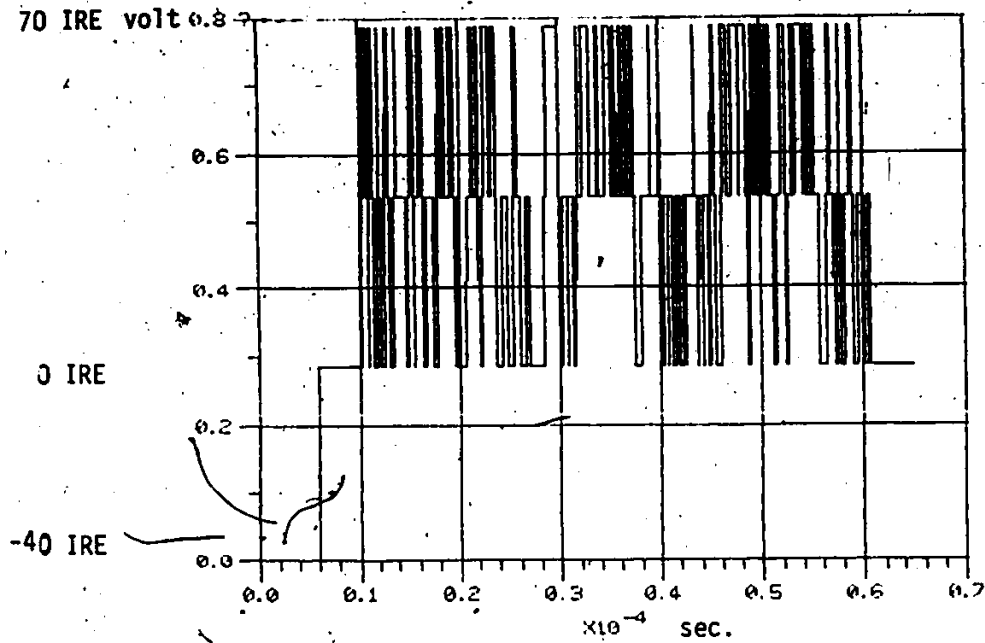


Figure 5.1: Simulation sur ordinateur des données duobinaires précodées, insérées sur une ligne vidéo.

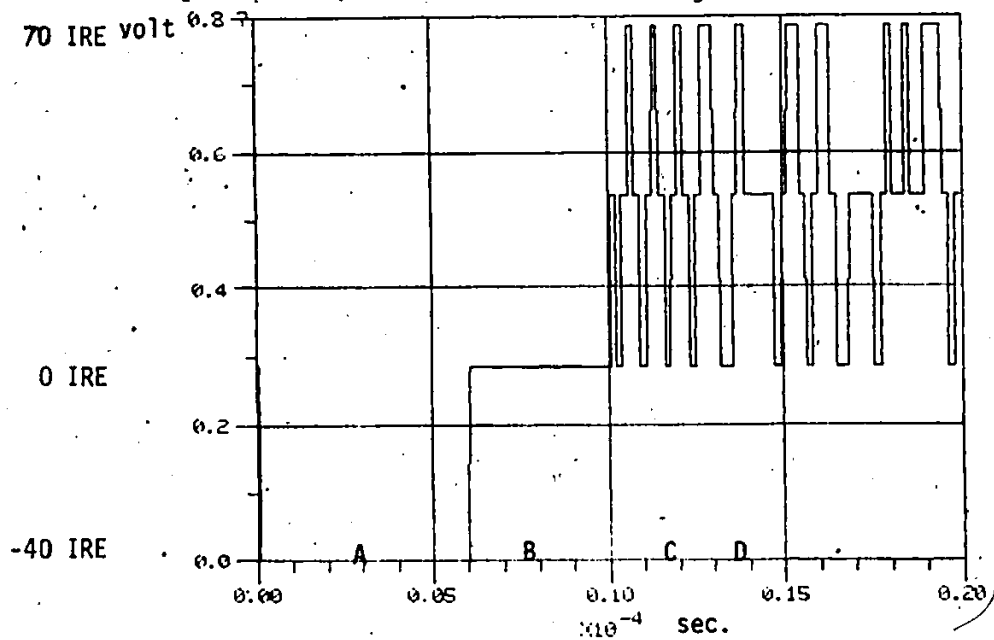


Figure 5.2: Vue agrandie du début de la ligne vidéo contenant des données encodées en duobinaire.

- a) Impulsion de synchronisation vidéo;
- b) Temps d'attente;
- c) Bits d'horloge;
- d) Octets de synchronisation.

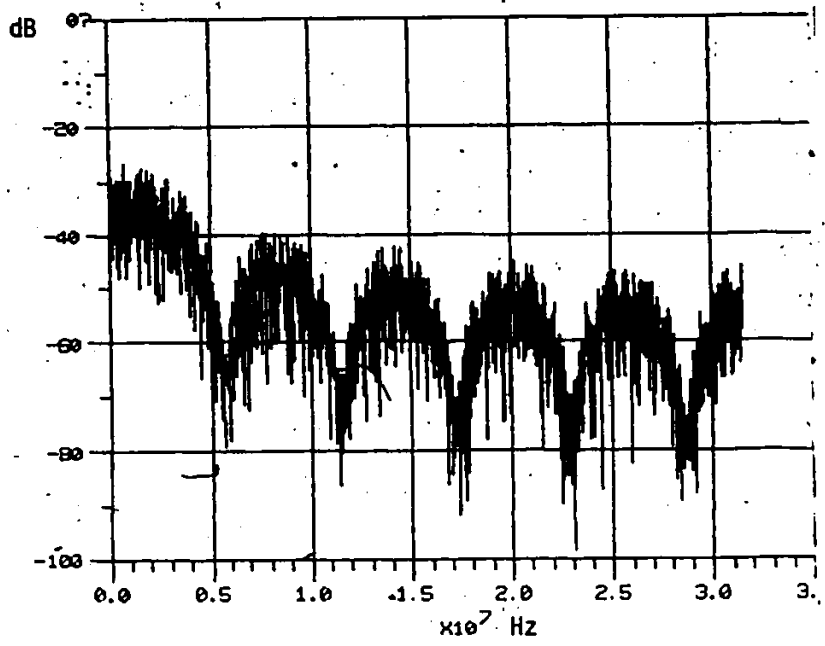


Figure 5.3: Spectre de données binaires à 5.72 mégabits obtenu par simulations.

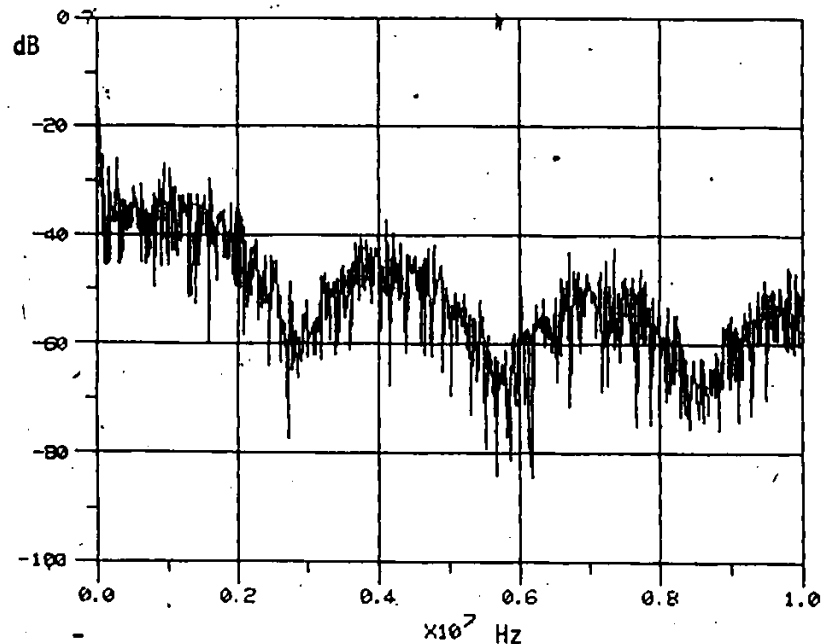


Figure 5.4: Spectre de données duobinaires à 5.72 mégabits obtenu par simulations. Le premier lobe occupe moitié moins d'espace dans ce cas que pour le spectre binaire.

instantané de transmission de 5.72 Mb/s. L'absence de la salve de synchronisation couleur ne nuit en rien à la validité de nos résultats. La figure 5.2 présente le début de la ligne seulement. On y remarque l'impulsion de synchronisation horizontale (A), la période d'attente (B), les 16 bits d'horloge (C), l'octet de synchronisation (D) et le début du paquet de données. L'échelle horizontale est graduée en seconde et la verticale en I.R.E.

Une transformée de Fourier est ensuite effectuée. Le spectre de la figure 5.3 en est le résultat pour des données binaires, et celui de la figure 5.4 pour des données duobinaires. Comme le prévoit la théorie, le premier lobe du duobinaire occupe une bande moitié moins large que celle du binaire.

Le type de mise en forme est alors choisi en fonction du type de signal, du taux de transmission et du but de la simulation. Le signal étant formé d'ondes carrées et non d'impulsions, une égalisation en $x/\sin x$ est incluse. Le spectre résultant est alors affiché.

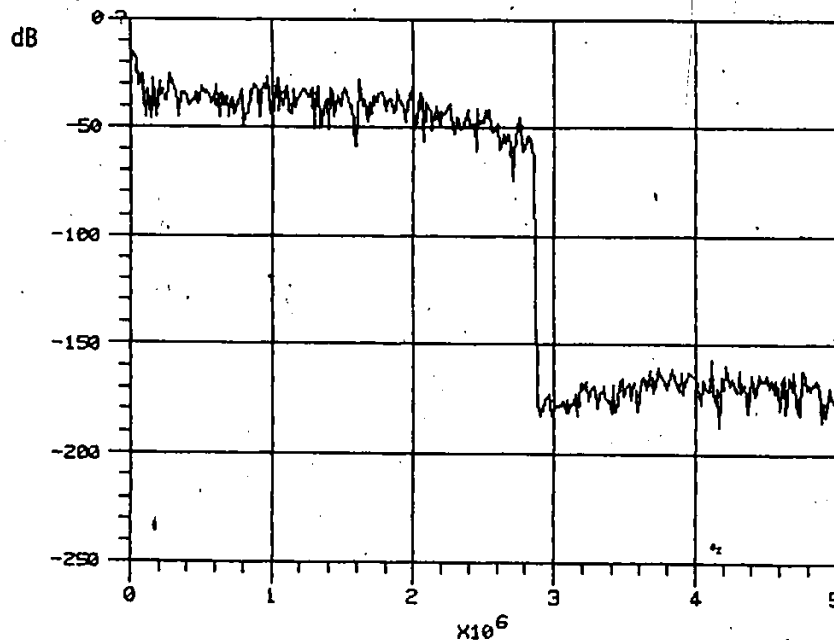


Figure 5.5: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. filtré par un passe-bas de 2.86 MHz.

Par exemple le spectre de la figure 5.5 est celui de données duobinaires à 5.72 Mb/s. mises en forme par un filtre passe-bas de 2.86 Mb/s. La courbure du premier lobe n'est pas très prononcée, parce que l'échelle verticale utilisée par PLOT-10 est trop étendue, ici de 0 à +150 db. Il n'est pas utile de corriger ce problème étant donné que les observations à faire sur le spectre ne demandent qu'une allure générale de la courbe.

L'effet du canal vidéo sur lequel sont transmises les données est ensuite simulé. Nous utilisons les filtres correspondants à la réponse en fréquence d'un transmetteur (Tx) semblable à celui défini par l'Electronic Industry Association (E.I.A.) [4] et à celui d'un récepteur (Rx) domestique. Ces réponses en amplitude sont illustrées aux figures 5.6 et 5.7. Le délai de groupe de ces filtres simulés est constant. D'autres filtres sont également disponibles pour simuler la réponse du canal vidéo. Ils ont été créés à partir de mesures sur des canaux réels et sont utilisés pour obtenir des exemples de canaux réels tandis que le tandem Tx et Rx fournira un canal de référence.

Le signal obtenu est remis sous forme temporelle en procédant à une transformée inverse. La présentation de ce signal peut être faite sous la forme d'une ligne entière ou d'une partie de celle-ci. Elle peut aussi être faite sous forme de diagramme d'oeil. Dans ce cas, l'échelle verticale est en volt et l'échelle horizontale en largeur d'échantillons. La largeur de chacun de ceux-ci dépend de la fréquence de transmission.

Ceci termine la description du système de simulation télétexte tel que présenté à la figure 5.8. Ce modèle permet de simuler un système télétexte binaire ou duobinaire et d'en varier les caractéristiques pour en étudier les comportements.

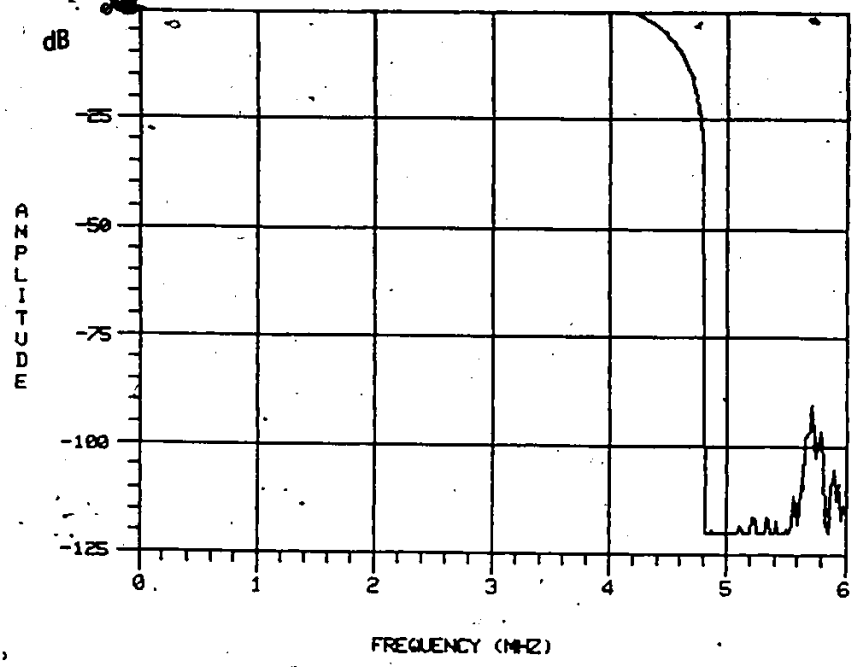


Figure 5.6: Réponse en amplitude du filtre transmetteur type (Tx) de la simulation.

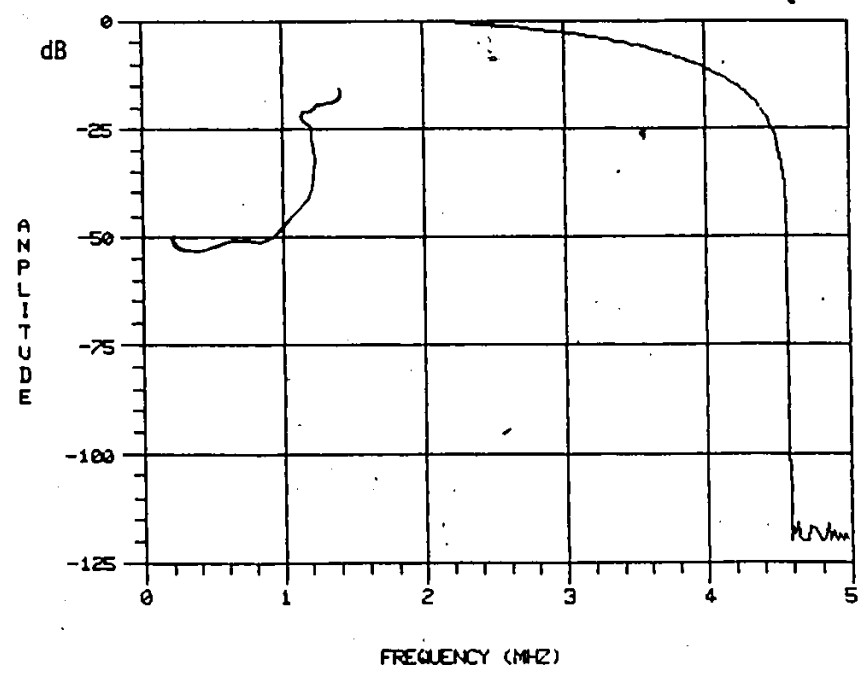


Figure 5.7: Réponse en amplitude du récepteur type (Rx).

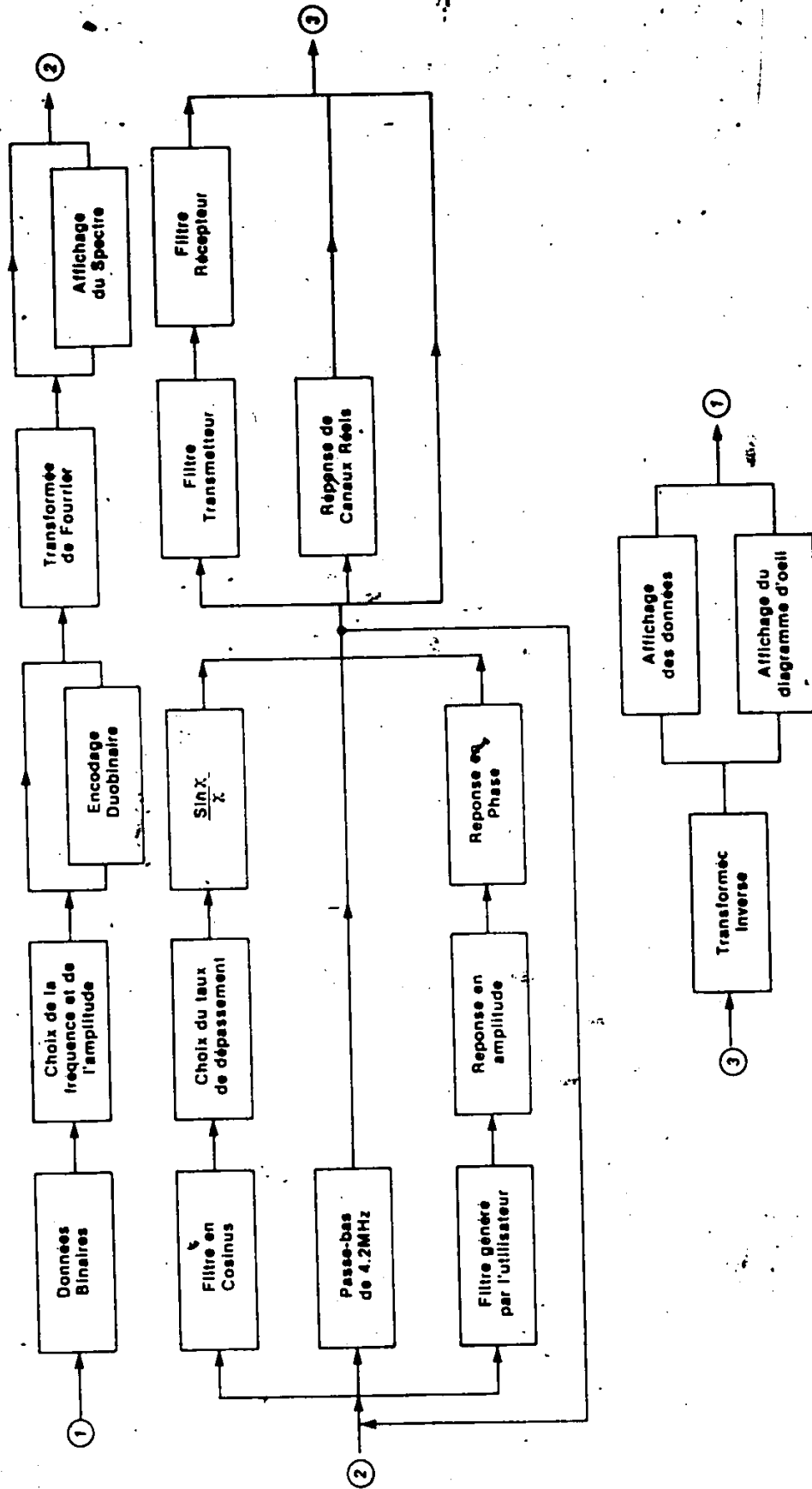


Figure 5.8: Bloc diagramme du programme de simulation télétexte.

5.3 Mise en forme des signaux

Avant d'évaluer et de comparer les systèmes binaire et duobinaire, nous nous interrogerons sur le type de mise en forme à employer.

D'après la théorie, le filtre suivant l'encodeur duobinaire est un passe-bas idéal dont la fréquence de coupure est la demie du taux de transmission. Mais quel est l'effet sur le signal d'un filtre différent? Quelle est la forme du signal obtenu en laboratoire avec un filtre réel? Quelle est la mise en forme optimum?

5.3.1 Choix des filtres de mise en forme

Pour répondre à ces questions, nous avons comparé les caractéristiques des diagrammes en oeil de signaux traités par différents filtres de notre programme de simulation.

Un filtre passe-bas idéal et deux filtres cosinus à hausse contrôlée avec des taux de décroissance respectifs de 47 et de 100% ont été utilisés. D'autres types de filtre auraient pu être examinés, mais notre étude se limite au type le plus commun et à trois taux de décroissance représentatifs. La référence [14] offre une étude plus complète pour le cas du signal binaire.

Chacun de ces filtres est égalisé en $x/\sin x$ étant donné que le signal à l'entrée est une onde carrée et non une série d'impulsions. Le filtre passe-bas idéal correspond à un filtre ayant un taux de décroissance de près de 0%, valeur très petite mais qui n'est pas nulle. Si tel était le cas, le diagramme d'oeil obtenu pour un signal ainsi filtré aurait une largeur presque nulle; de même les suroscillations générées par la pente

infinie de ce filtre s'étendraient à l'infini dans le temps. Lorsque nous parlons de taux de décroissance de 0%, nous entendons un taux de décroissance de "près de 0%".

Le taux de 47% a été choisi car il correspond au filtre limitant le spectre de notre signal binaire juste à l'intérieur du canal vidéo, c'est-à-dire à 4.2 MHz.

Enfin un filtre avec un taux de décroissance de 100% permet d'obtenir un signal dont le diagramme d'oeil est complètement ouvert horizontalement et verticalement comme le prévoit la théorie [27 p. 50].

5.3.2 Filtre de mise en forme du signal duobinaire

Les diagrammes d'oeil des signaux duobinaires à la sortie de ces filtres sont maintenant étudiés. Avec le filtre ayant un taux de décroissance de 100%, l'oeil obtenu est identique à celui prévu par la théorie. Pour les deux autres taux de décroissance, la hauteur de l'oeil reste maximum; cependant la largeur de l'oeil est réduite à 75% pour le taux de décroissance de 47% et à 73% pour celui de 0%.

Le taux de suroscillations est nul dans le cas du filtre ayant un taux de décroissance de 100%, et il est de 19 et de 18% respectivement à 47 et à 0%.

Les signaux sont ensuite traités par un filtre idéal passe-bas de 4.2 MHz afin d'en observer l'effet sur le signal une fois mis en forme. Ce filtre passe-bas est nécessaire afin de limiter le contenu spectral du signal à l'intérieur de la bande réservée à un canal vidéo, comme l'exige le ministère des Communications [12].

Dans le cas des taux de décroissance de 0 et de 47%, aucun changement n'a été noté. En effet le spectre de ces signaux est contenu à l'intérieur de la bande de 4.2 MHz. Une détérioration est cependant présente dans le cas du taux de décroissance de 100%. L'oeil se ferme verticalement à 84% et horizontalement à 87%, et des suroscillations de 11% apparaissent. Tout ceci est causé par la coupure brusque à 4.2 MHz d'un signal qui s'étendait jusqu'à 5.72 MHz.

Enfin ces signaux traversent des filtres représentatifs de la réponse du transmetteur (Tx) et du récepteur (Rx), ce qui permet d'obtenir une idée réaliste d'un signal transmis dans les airs. Les diagrammes d'oeil obtenus sont présentés aux figures 5.9, 5.10 et 5.11. Le niveau de suroscillations et la largeur de l'oeil ne sont pas modifiés significativement; seule la hauteur de l'oeil est affectée. L'effet est moins important pour le signal avec le taux de décroissance de 0% puisque ce signal contient peu d'énergie près de la fréquence de coupure du filtre Tx-Rx. L'opposé est vrai pour le taux de décroissance de 100%. Tous ces résultats sont présentés au tableau 5.1.

Tableau 5.1: Caractéristiques de l'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par des filtres en cosinus de 100%, 47% et 0% et filtré par un passe-bas de 4.2 MHz et un ensemble transmetteur (Tx) et récepteur (Rx).

$$* \text{ Hauteur corrigée de l'oeil} = \frac{\text{Hauteur de l'oeil} \times 100}{100 + \text{Niveau de suroscillations}}$$

Type de filtre	Taux de décroissance	Hauteur de l'oeil	Largeur de l'oeil	Niveau de suroscillations	Hauteur corrigée de l'oeil *
Sans filtre	0	100	73	19	84
	47	100	75	18	85
	100	100	100	0	100
Passe-bas 4.2 MHz	0	100	73	19	84
	47	100	75	18	85
	100	84	87	11	76
Passe-bas 4.2 MHz & TX-Rx	0	95	73	19	80
	47	90	75	18	76
	100	76	86	19	69

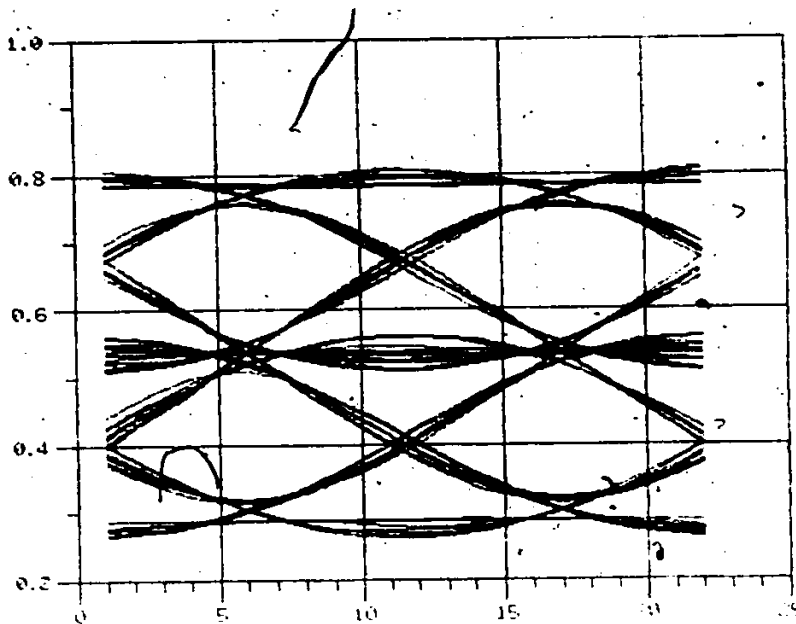


Figure 5.9: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 76%, la largeur de 86% et le niveau de suroscillations de 10%.

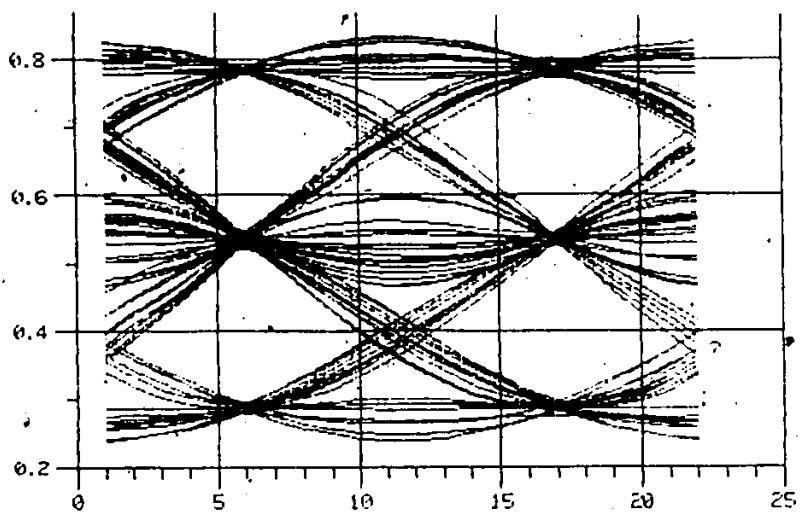


Figure 5.10: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 47% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 90%, la largeur de 73% et le niveau de suroscillations de 18%.

Nous pouvons maintenant comparer les trois taux de décroissance dans le cas où un filtre de transmetteur (Tx) et de récepteur (Rx) est employé, ce qui est le cas le plus réaliste.

Entre un taux de 0 et de 47% , l'écart est limité à la hauteur de l'oeil. Un taux de près de 0% a une hauteur supérieure et est donc préférable étant donné sa plus grande résistance au bruit.

En comparant le filtre dont le taux de décroissance est de 0% avec celui de 100%, nous devons faire un choix entre une hauteur ou une largeur de l'oeil maximum, d'après les caractéristiques du décodeur. Si par exemple le décodeur envisagé possède un circuit de recouvrement d'horloge "précaire", le taux de 100% offrant un oeil plus large sera favorisé; d'autre part si la détermination du seuil est difficile, le filtre ayant un taux de 0% sera préféré puisqu'il offre une plus grande résistance au bruit ou aux écarts du seuil.

Pour ce travail, la fermeture horizontale de l'oeil est de peu d'importance car le point d'échantillonnage est toujours choisi au point d'ouverture maximum pour toutes nos simulations.

Le taux de suroscillations est plus élevé pour le filtre dont le taux de décroissance est de 0%; cependant en corrigeant la hauteur de l'oeil, nous obtenons une hauteur de l'oeil corrigée plus grande que dans le cas du taux de décroissance de 100%.

Enfin lorsque des taux de transmission élevés sont utilisés, un taux de décroissance de 0% permet d'obtenir un signal moins sensible à la coupure du canal à 4.2 MHz. En effet ce taux de décroissance est celui limitant le plus la largeur de bande occupée par le signal. Pour ces raisons nos simulations du système télétexte duobinaire s'effectueront en utilisant un taux de décroissance de près de 0%.

Rappelons que dans la réalité les caractéristiques particulières du décodeur guident notre choix du taux de décroissance optimum, et que ce choix est un compromis entre la largeur, la hauteur de l'oeil et le niveau de suroscillations.

5.3.3 Filtre de mise en forme du signal binaire

Le même type de tests a été réalisé pour le signal binaire afin de déterminer le type de mise en forme optimale.

La tendance s'est avérée identique: la hauteur de l'oeil diminue lorsque le taux de décroissance est réduit, et la largeur et les suroscillations sont au maximum quand le taux est de 0%. Les diagrammes en oeil des signaux filtrés par un passe-bas et par l'ensemble Tx-Rx sont représentés aux figures 5.12 à 5.14.

Dans le cas du binaire, le niveau élevé des suroscillations pour un taux de décroissance de 0 et de 47% influence le plus notre choix du taux de décroissance. En effet un niveau élevé de suroscillations cause des interférences audio comme nous l'avons expliqué à la section 3.5.

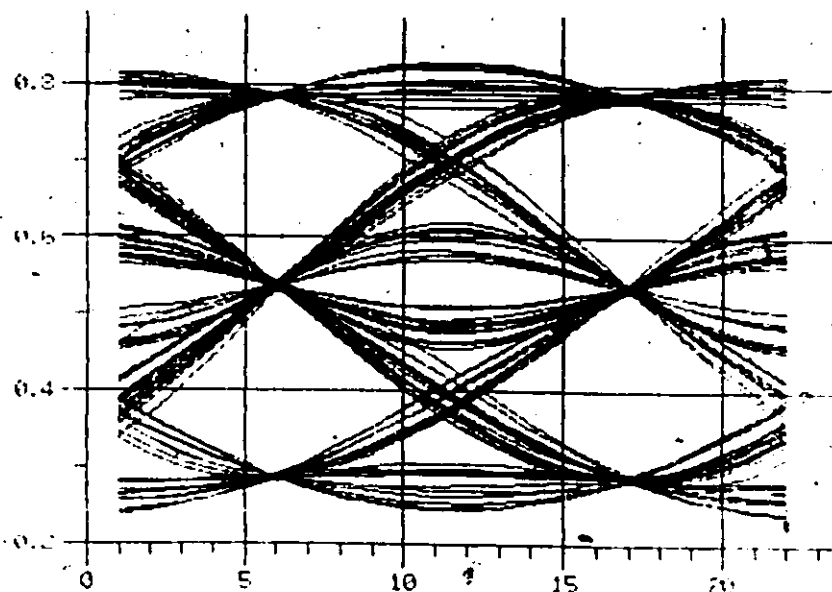


Figure 5.11: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 0% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 95%, la largeur de 47% et le niveau de suroscillations de 19%.

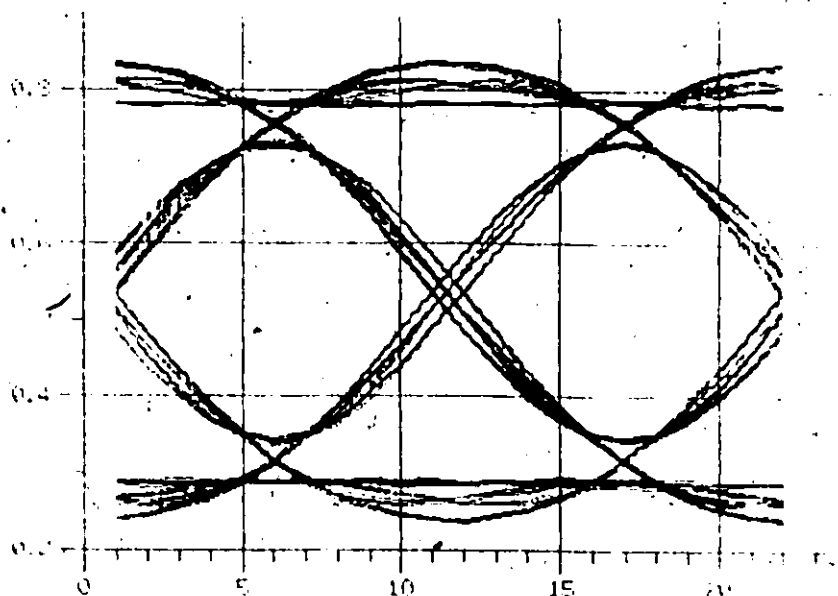


Figure 5.12: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 76%, la largeur de 90% et le niveau de suroscillations de 20%.

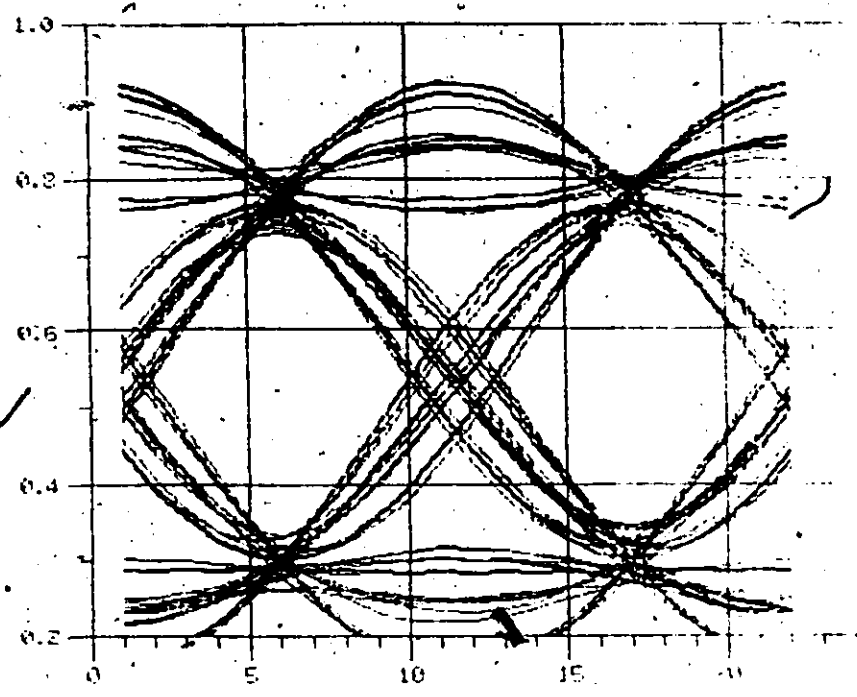


Figure 5.13: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 47% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 79%, la largeur de 73% et le niveau de suroscillations de 58%.

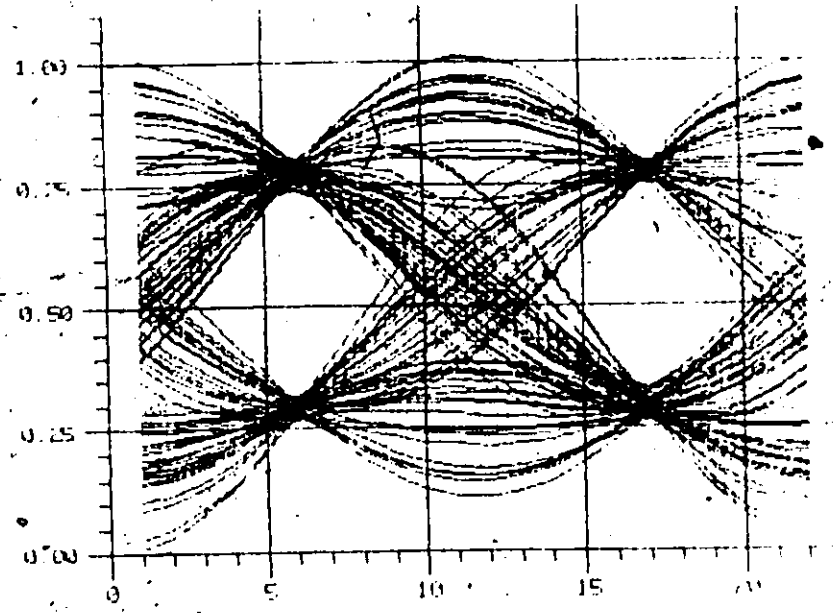


Figure 5.14: Diagramme d'oeil d'un signal binaire de 5.72 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 0% suivi d'un passe-bas de 4.2 MHz et d'un ensemble émetteur-récepteur. La hauteur de l'oeil est de 85%, la largeur de 51% et le niveau de suroscillations de 100%.

De plus un choix basé sur la largeur et la hauteur de l'oeil est difficile, car ce que nous gagnons en hauteur avec un taux de 0%, nous le payons par une largeur de l'oeil inférieure avec un taux de 100%. C'est donc le niveau de suroscillations qui fait pencher la balance en faveur du taux de 100%.

Vincent [15] et Sousa-Pasupathy [14] ont réalisé des simulations similaires du système télétexte binaire à 5.72 mégabits et ont aussi conclu qu'un filtre en cosinus à décroissance de 100% était le meilleur choix de mise en forme pour des raisons similaires à celles présentées ci-haut.

Nous emploierons donc un taux de décroissance de 100% pour le signal binaire pour la suite de notre travail de simulation.

5.4 Transmission à taux variés

Le taux de transmission est l'un des facteurs les plus important d'un système télétexte. Un taux élevé permet d'offrir un temps d'attente réduit ou d'augmenter la quantité d'information disponible. Il est donc important d'obtenir le plus haut taux de transmission possible tout en maintenant la performance à un niveau acceptable.

Dans cette section nous voulons vérifier si l'encodage duobinaire permet d'atteindre ce but de façon supérieure au système binaire. Des essais de simulation à des taux variés sont présentés afin de connaître les performances des systèmes duobinaire et binaire-et de les comparer entre elles.

Le signal binaire est mis en forme à l'aide d'un filtre en cosinus à hausse contrôlée de décroissance de 100%, afin de limiter le niveau de suroscillations. Le signal duobinaire est mis en forme à l'aide d'un filtre passe-bas à la demie de la

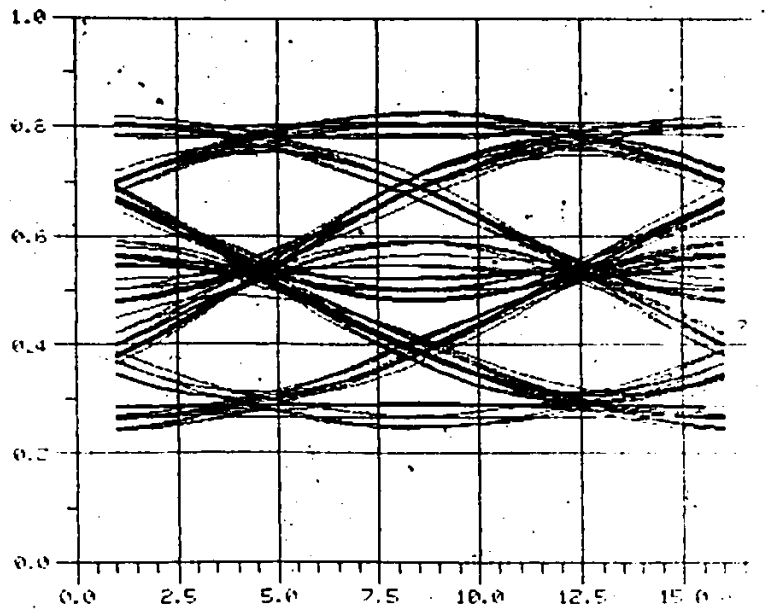
fréquence de transmission; de cette façon, la largeur de bande est minimum et le niveau de suroscillations reste à un niveau acceptable. Les signaux ainsi obtenus sont traités par un filtre passe-bas de 4.2 Mhz et traversent l'ensemble transmetteur-récepteur (Tx-Rx) pour donner un modèle assez réaliste d'une liaison réelle.

Le taux de transmission minimum utilisé est de 4.58 Mb/s.; il offre un bon point de repère car il permet d'obtenir un très bon signal au récepteur. Le taux de transmission maximum est de 9 Mb/s. pour le signal binaire; à cette vitesse, le signal est impossible à décoder car l'oeil est tout à fait fermé.

Dans le cas du signal duobinaire, un taux maximum de 11 Mb/s. a été utilisé. Le signal obtenu pour des taux encore plus élevés serait en pratique impossible à décoder à cause du très haut niveau de distorsion.

Entre ces extrêmes, nous avons effectué des tests à des taux séparés d'environ un Mb/s. afin d'évaluer le comportement général des systèmes.

La mesure des performances est basée sur la hauteur, la largeur et le niveau de suroscillations du diagramme d'oeil. Les figures 5.15 et 5.16 sont des diagrammes d'oeil d'un signal duobinaire à 8 et à 10 Mb/s. respectivement. Les deux figures suivantes, 5.17 et 5.18, sont des diagrammes d'oeil de signaux binaires à 8 et à 9 Mb/s. La détérioration du signal binaire est déjà importante à 8 Mb/s. A 9 Mb/s., l'oeil du signal binaire est tout à fait fermé et on croirait observer un signal duobinaire. Ce comportement est dû à la largeur de bande limitée de l'ensemble transmetteur-récepteur simulant le canal vidéo.



66

Figure 5.15: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire à 8 Mb/s. filtré par un passe-bas de 4 Mhz et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 75%, sa largeur de 81% et le niveau de suroscillations de 16%.

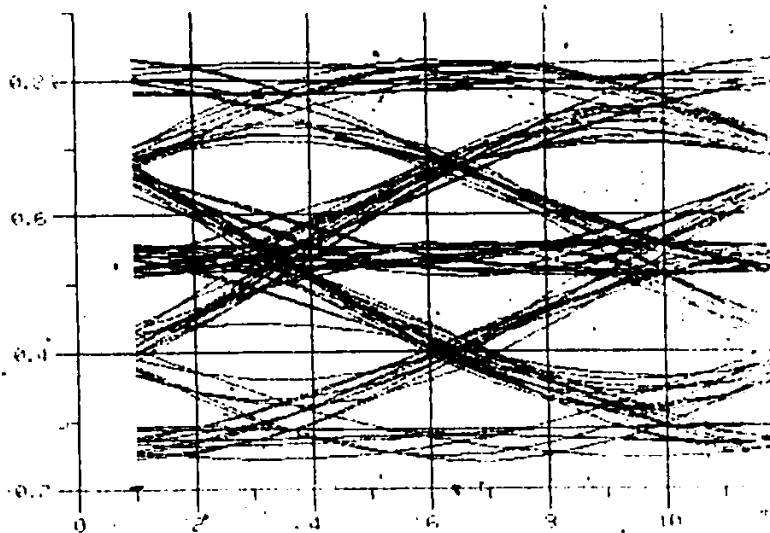


Figure 5.16: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire à 10 Mb/s. filtré par un passe-bas de 5 Mhz et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 46%, sa largeur de 79% et le niveau de suroscillations de 19%.

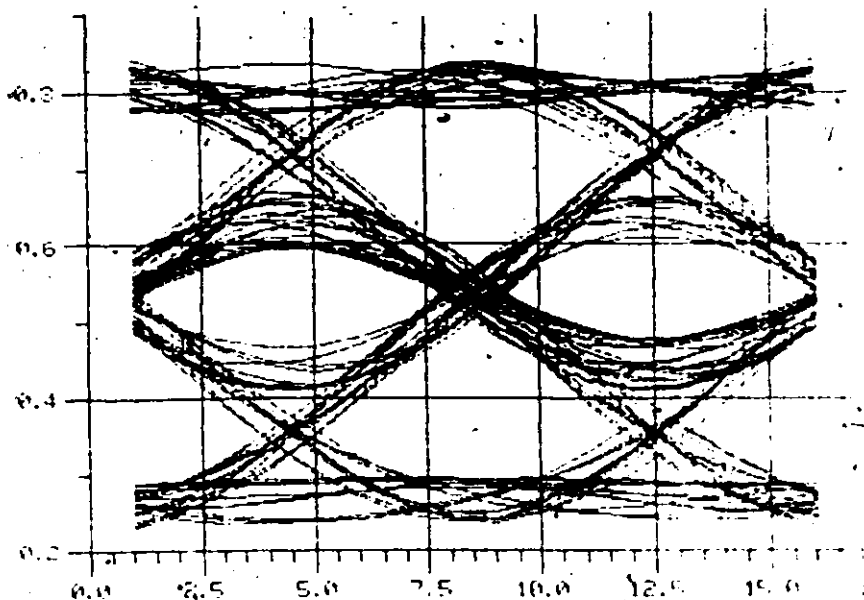


Figure 5.17: Diagramme d'oeil d'un signal binaire à 8 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. La hauteur de l'oeil est de 27%, sa largeur de 81% et le niveau de suroscillations de 24%.

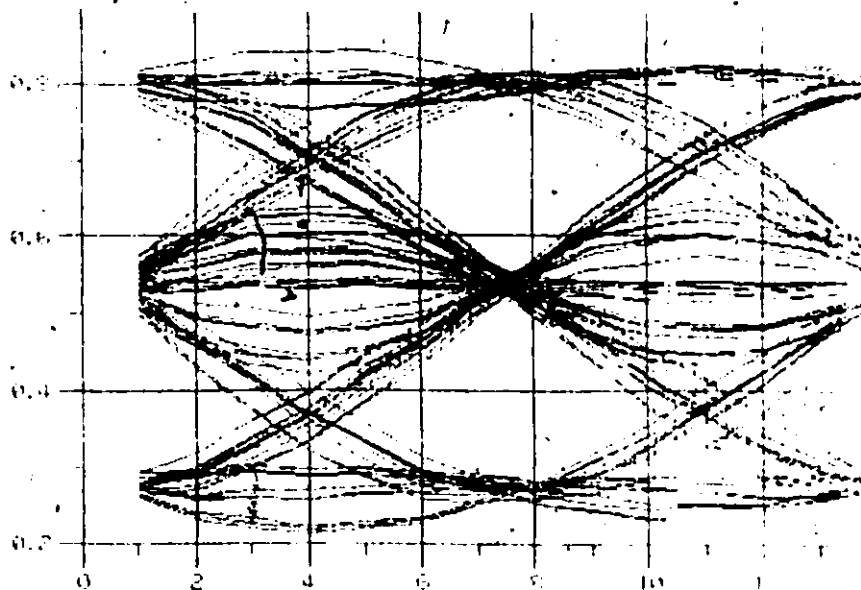


Figure 5.18: Diagramme d'oeil d'un signal binaire à 9 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et un ensemble transmetteur-récepteur précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz. Les caractéristiques de l'oeil sont impossibles à déterminer.

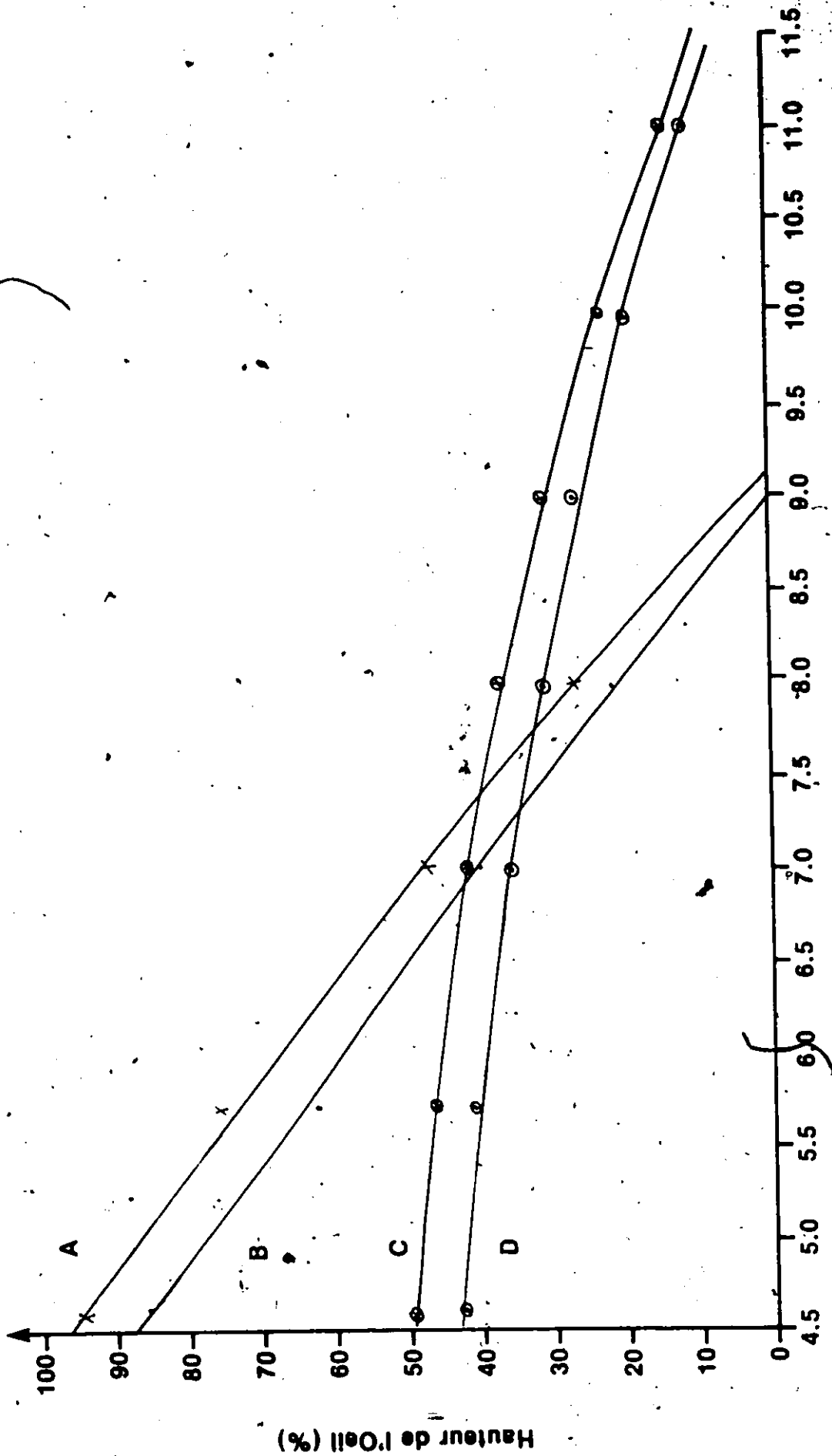
Par contre, le signal duobinaire est tout à fait acceptable à 8 Mb/s. L'oeil a une hauteur de 75% et une largeur de 81%. A 10 Mb/s., le signal s'est détérioré mais il est encore possible d'obtenir un décodage correct. La largeur de bande de l'ensemble transmetteur-récepteur est suffisante pour que les signaux duobinaires ne soient pas trop affectés.

La figure 5.19 présente la hauteur de l'oeil en fonction du taux de transmission pour les deux systèmes étudiés. Ce facteur est important car il détermine la résistance au bruit du système. Pour rendre la comparaison facile, la hauteur de l'oeil du signal duobinaire est divisée par deux pour tenir compte de ses trois niveaux. Cette figure contient également la hauteur de l'oeil une fois corrigée pour tenir compte des suroscillations. Cette valeur est plus réaliste car une telle correction doit avoir lieu lors d'une transmission réelle afin de maintenir l'amplitude des données au niveau requis tel qu'expliqué à la section 3.5.

Nous remarquons la supériorité du système binaire pour les taux peu élevés. Cependant il subit une dégradation rapide lorsque le taux de transmission augmente, étant donné la coupure du canal.

Le système duobinaire subit aussi cette dégradation mais elle est moins rapide car l'énergie de ce signal est concentrée à plus basse fréquence que celle du signal binaire. Pour les taux de transmission les plus bas, le système duobinaire est inférieur à cause de ses trois niveaux qui réduisent sa résistance au bruit de moitié. Cependant à partir de 7.5 Mb/s. environ, la dégradation rapide du système binaire assure la supériorité du duobinaire quant à la hauteur de l'oeil.

La figure suivante présente la largeur de l'oeil des deux systèmes pour différents taux de transmission. Ce facteur influence la synchronisation du décodeur et sa sensibilité aux



Taux de transmission (Mégabits)

Figure 5.19: Hauteur de l'oeil en fonction du taux de transmission
 A: Hauteur du signal binaire B: Hauteur corrigée du signal binaire
 C: Hauteur du signal duobinaire D: Hauteur corrigée du signal duobinaire

erreurs d'échantillonnage. Tout comme pour la hauteur de l'oeil, le système binaire est supérieur pour les taux de transmission peu élevés, si nous considérons la largeur de l'oeil. En effet le signal duobinaire est peu affecté par le canal mais il possède une interférence intersymbole intrinsèque qui diminue la largeur de l'oeil. Toutefois aux environs de 7.5 Mb/s., le signal binaire a un oeil dont la largeur est inférieure à celle du signal duobinaire.

La figure 5.21 présente le niveau des suroscillations en fonction du taux de transmission. Les suroscillations du système binaire croissent avec le taux de transmission, tandis que celles du système duobinaire demeurent plus constantes. Basé sur ce critère, le duobinaire est supérieur sur presque toute la bande de fréquence considérée.

Le niveau de suroscillations doit être minimum car notre canal est limité en amplitude et nous devons diminuer l'amplitude des données de l'encodeur pour que le niveau du signal au récepteur soit correct. De plus l'effet des réflexions sera plus important si le niveau de suroscillations est élevé. C'est pourquoi nous avons effectué la correction de la hauteur de l'oeil.

En conclusion nous retenons que:

- la hauteur et la largeur de l'oeil du système duobinaire sont supérieures à celles du binaire à partir d'environ 7.5 Mb/s.
- la largeur de l'oeil et le niveau de suroscillations du système duobinaire sont plus constants. Ces facteurs sont peu affectés par l'augmentation du taux de transmission.

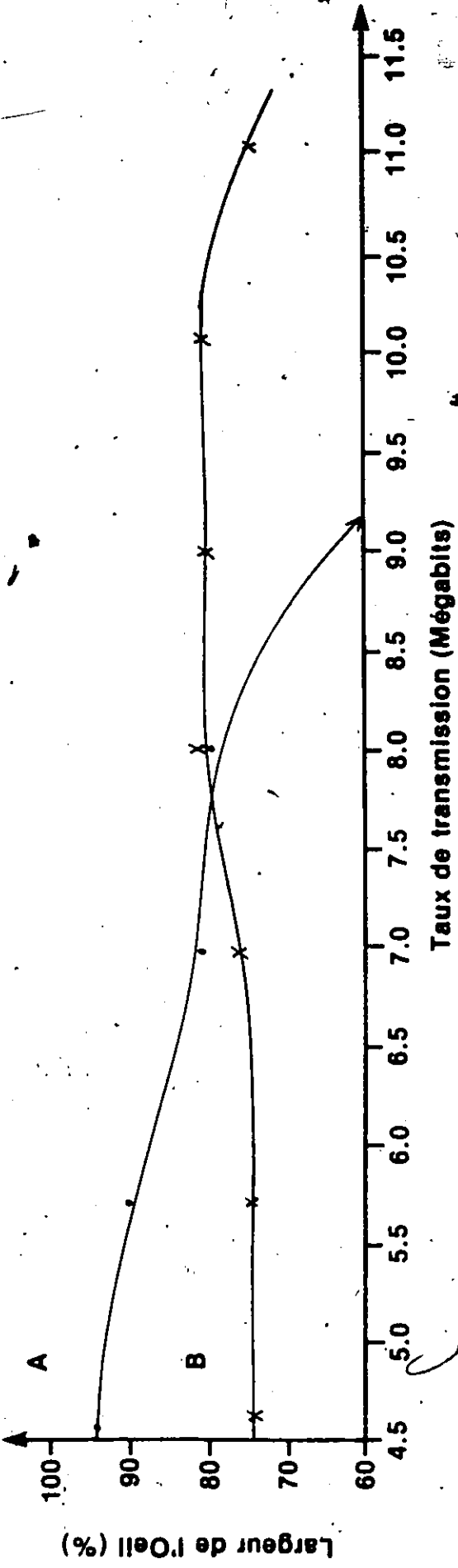


Figure 5.20: Largeur de l'oeil en fonction du taux de transmission
 A: Signal binaire
 B: Signal duobinaire

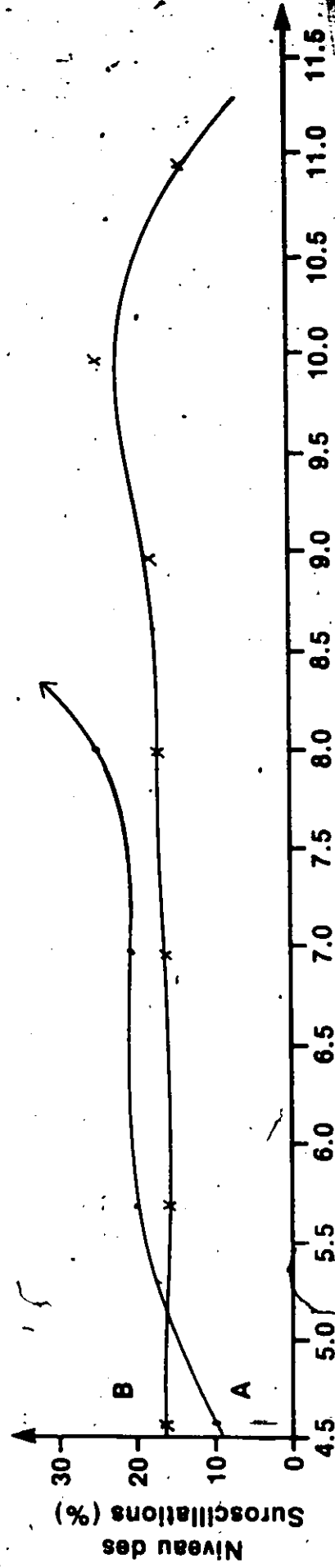


Figure 5.21: Niveau de suroscillations en fonction du taux de transmission
 A: Signal binaire
 B: Signal duobinaire

- dans le cas où une transmission de plus de 7.5 Mb/s. serait désirée, les performances d'un système duobinaire seraient supérieures à celles d'un système binaire.

5.5 Transmission à 8 Mb/s.

La section précédente nous a permis de démontrer la supériorité du système duobinaire pour des taux de transmission de plus de 7.5 Mb/s. Nous avons cependant limité notre étude à un seul canal. Nous ignorons comment se comporte le système duobinaire sur des canaux ayant des caractéristiques différentes de celles de l'ensemble Tx-Rx.

Nous ferons maintenant des essais sur d'autres canaux mais en n'employant qu'un seul taux de transmission représentatif, soit 8 Mb/s., afin de limiter le nombre de simulations. Ce taux a été choisi parce qu'il permet de vérifier la supériorité du duobinaire; il n'est cependant pas assez élevé pour que le système binaire soit tout à fait inutilisable. Une comparaison est donc encore possible. Elle nous permettra de savoir si la supériorité du système duobinaire se maintient pour d'autres canaux.

De plus, du point de vue pratique, un taux de 8 Mb/s. offre un gain appréciable de taux de transmission sans que les dégradations du signal duobinaire soient très importantes. A ce taux, une augmentation de 40% vis-à-vis du standard actuel de 5.72 Mb/s. est obtenue. Le gain est encore plus intéressant si nous considérons le nombre d'octets utiles par ligne. Le standard actuel permet 36 octets par ligne, soient 9 octets d'encadrement et 27 de données. Nous avons calculé qu'une transmission à 8 Mb/s. permet d'insérer jusqu'à 50 octets par ligne. Les 9 octets d'encadrement sont encore suffisants, ce qui laisse 41 octets pour les données, un gain utile de 51.8%.

5.5.1 Canaux simulés

Le canal représenté par l'ensemble Tx-Rx qui a été utilisé dans la section précédente nous servira de référence. Le canal A a une réponse en amplitude unie et une coupure brusque alors que les canaux B et C ont des réponses en amplitude moins unies et des coupures plus douces. Le canal C a le délai de groupe le plus élevé des quatre canaux tandis que celui de l'ensemble Tx-Rx est nul.

Les courbes de réponses en fréquence des canaux utilisés ainsi que les diagrammes d'oeil des signaux correspondants se trouvent de la figure 5.22 à la figure 5.29. Les caractéristiques des diagrammes d'oeil obtenus sur ces canaux sont présentés au tableau 5.2.

Tableau 5.2: Caractéristiques de l'oeil des signaux binaire et duobinaire à 8 Mb/s. sur des canaux variés. Notons que la hauteur corrigée du signal duobinaire (*) est divisée par deux pour permettre une comparaison avec le signal binaire.

Canal	Hauteur		Largeur		Suroscillations		Hauteur corrigée	
	Binaire	Duo-binaire	Binaire	Duo-binaire	Binaire	Duo-binaire	Binaire	Duo-binaire*
A	75	80	56	64	83	12	41	36
B	56	74	64	68	52	16	37	32
C	23	51	56	68	37	33	17	19
Tx-Rx	27	75	80	81	24	16	22	32

5.5.2 Hauteur de l'oeil

L'oeil du signal duobinaire traversant le canal Tx-Rx (fig. 5.23) a une bonne hauteur tandis que pour l'oeil du signal binaire (fig. 5.22), elle est moins bonne. Des trois canaux, le canal A (fig. 5.24) permet d'obtenir la hauteur de l'oeil maximale tant pour le signal binaire que pour le signal duobinaire (fig. 5.25). Le canal C offre la pire performance, tandis que celle du canal B est moyenne.

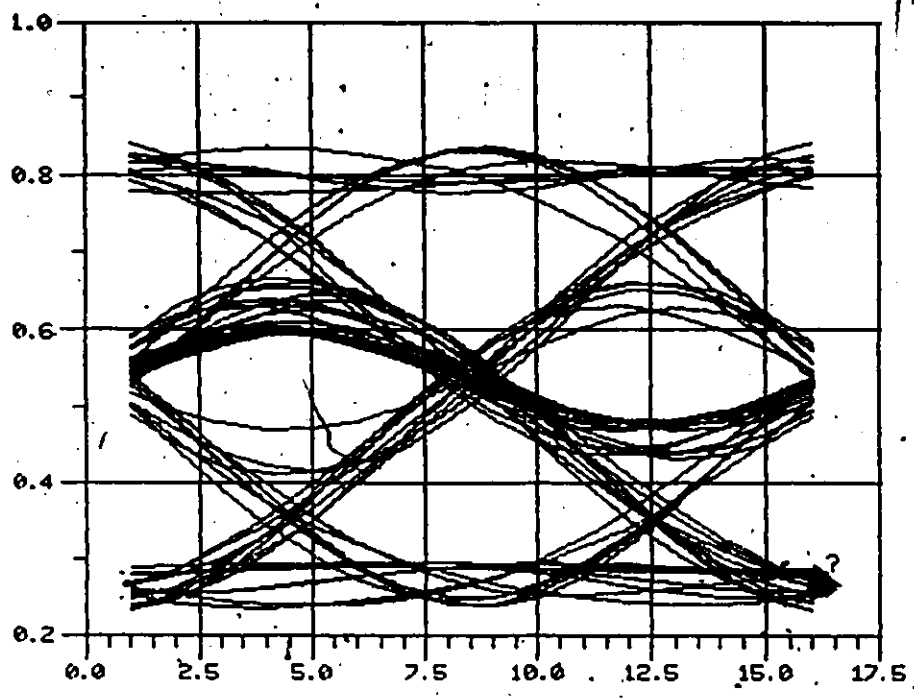


Figure 5.22: Diagramme en oeil d'un signal binaire à 8 Mb/s. filtré par un filtre en cosinus de 100% et par l'ensemble Tx-Rx précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.

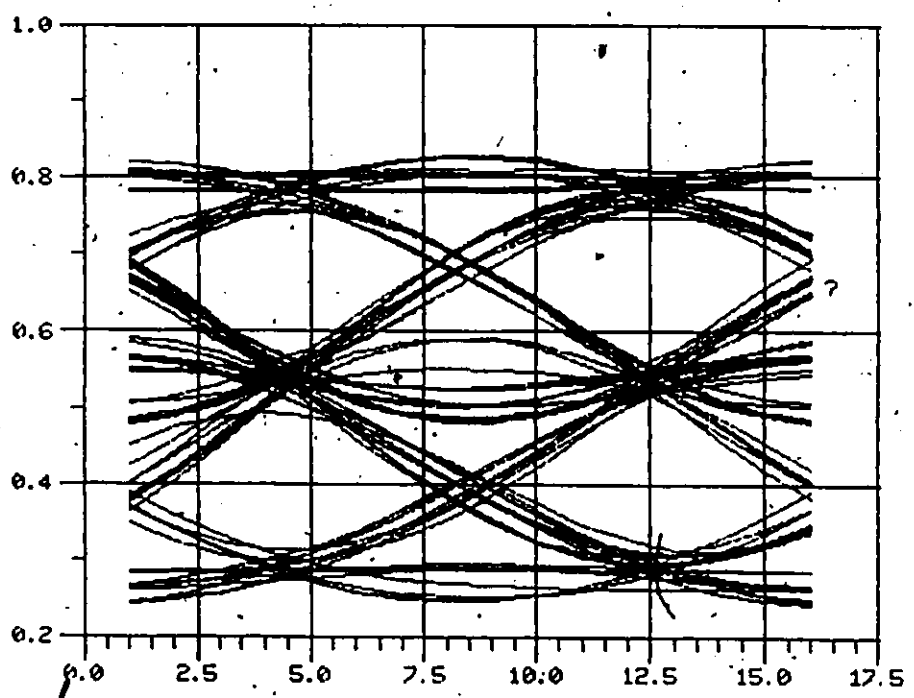


Figure 5.23: Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. filtré à 4 MHz et par l'ensemble Tx-Rx précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz. La réponse en fréquence de l'ensemble Tx-Rx est aux figures 5.5 et 5.6.

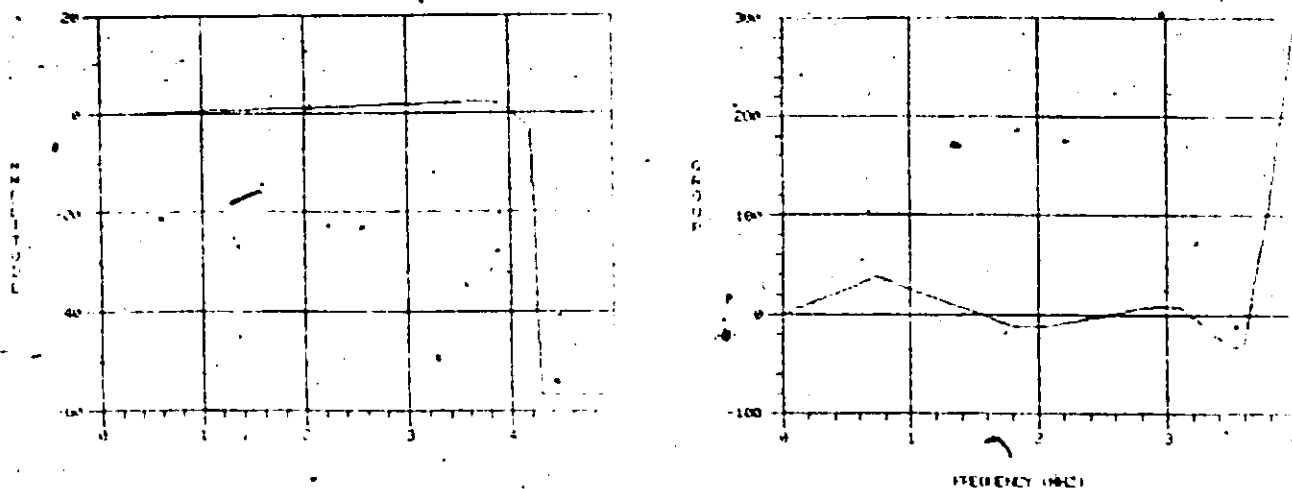


Figure 5.24: Réponse en amplitude (20 db par division) et en phase (100 nanosecondes par division) du canal A, basé sur des caractéristiques réelles.

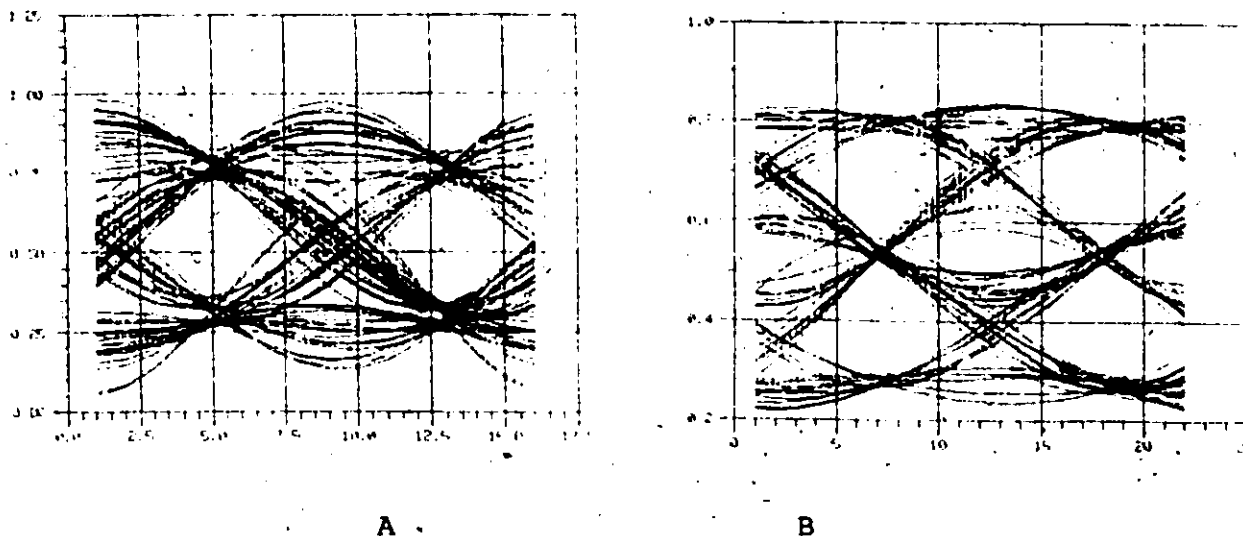


Figure 5.25: A) Diagramme en oeil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal A précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.
B) Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal A précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.

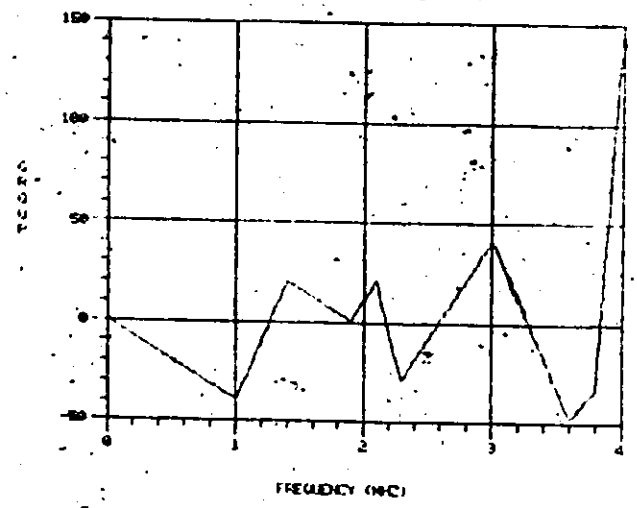
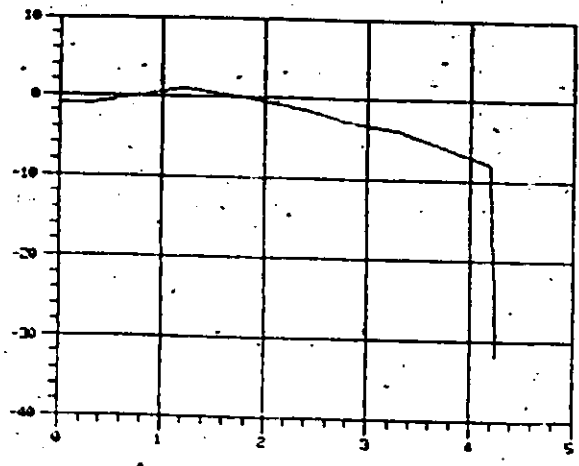


Figure 5.26: Réponse en amplitude (10 db par division), et en phase (50 nanosecondes par division) du canal B basé sur des caractéristiques réelles.

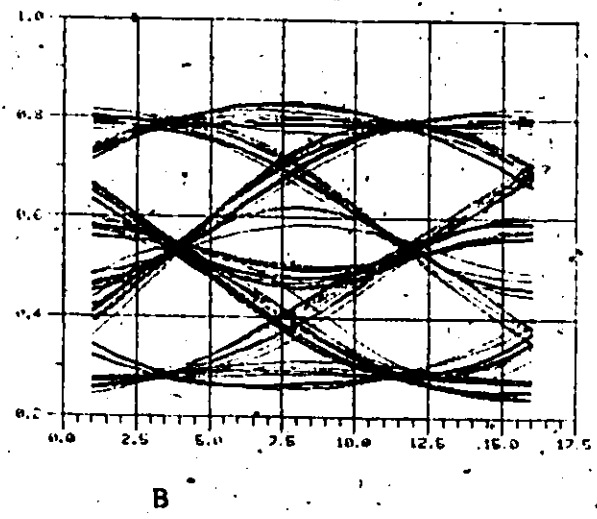
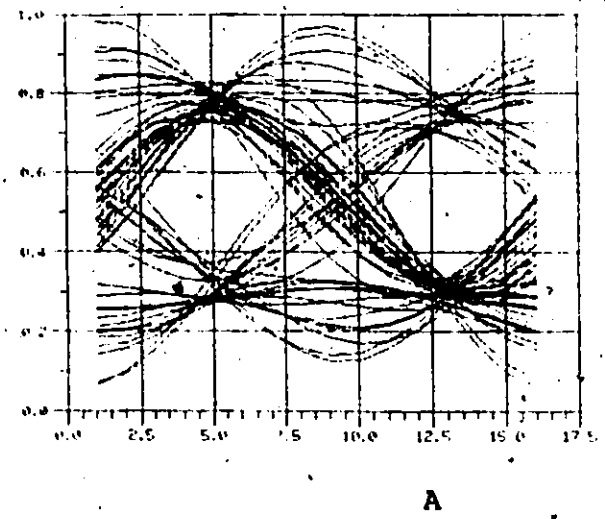


Figure 5.27: A) Diagramme en oeil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme sur un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal B précédé d'un passe-bas de 4.2 MHz.
 B) Diagramme en oeil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal B précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.

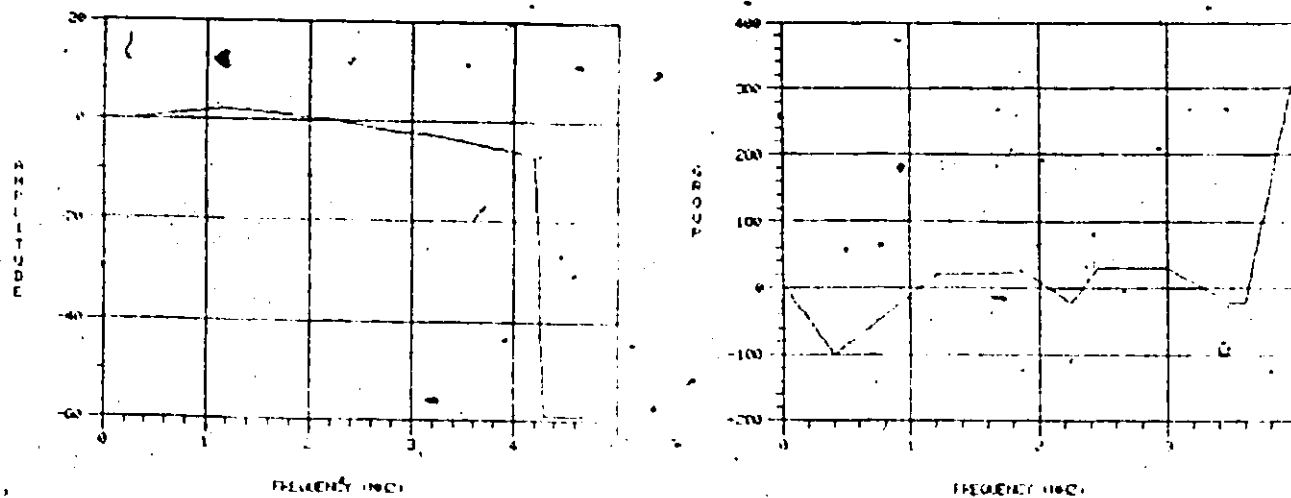


Figure 5.28: Réponse en amplitude (20 db par division) et en phase (100 nanosecondes par division) du canal C basé sur des caractéristiques réelles.

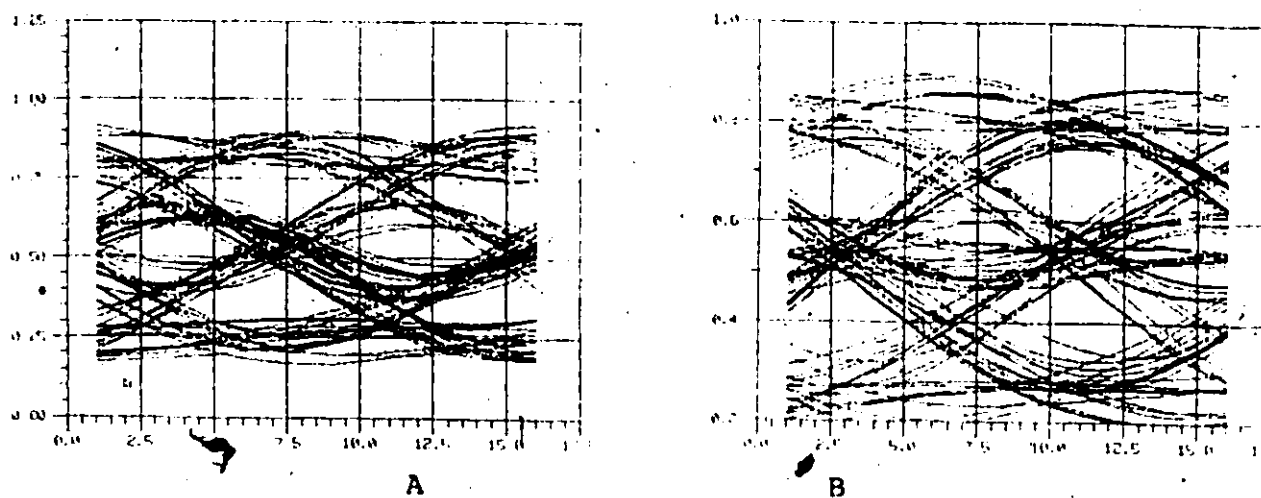


Figure 5.29: A) Diagramme en œil du signal binaire à 8 Mb/s. mis en forme par un filtre en cosinus de 100% et transmis sur le canal C précédé d'un passe-bas à 4.2 MHz.
 B) Diagramme en œil du signal duobinaire à 8 Mb/s. mis en forme par un passe-bas de 4 MHz et transmis sur le canal C précédé d'un filtre passe-bas à 4.2 MHz.

Pour permettre une meilleure comparaison, la hauteur de l'oeil a été corrigée pour tenir compte des suroscillations, et la hauteur corrigée de l'oeil du signal duobinaire est divisée par deux. Seul le canal C (fig. 5.28) dégrade beaucoup le signal duobinaire, alors que les canaux C et Tx-Rx affectent beaucoup la hauteur corrigée du signal binaire.

Il est difficile de corrélérer la hauteur de l'oeil avec les caractéristiques du canal. D'autres mesures seraient nécessaires pour y réussir.

Comparons les deux types de signaux pour les différents canaux. Le signal binaire offre une hauteur supérieure pour les canaux A et B, tandis que sur les canaux C et Tx-Rx c'est la hauteur de l'oeil du signal duobinaire qui est supérieure. Il est donc difficile de déterminer le système résistant le mieux aux imperfections du canal en se basant seulement sur la hauteur de l'oeil.

5.5.3 Largeur de l'oeil

La largeur de l'oeil est moins affectée par le canal que la hauteur. Sur les trois canaux, l'effet est semblable pour les deux types de signaux.

La supériorité du canal Tx-Rx est due à son groupe délai nul.

La largeur de l'oeil du signal duobinaire est légèrement plus élevée que celle de l'oeil du signal binaire pour tous les cas. Ceci démontre une meilleure résistance du signal duobinaire aux effets du délai de groupe.

5.5.4 Niveau de suroscillations

Pour ce qui est des suroscillations, l'effet du canal sur le signal est différent pour les deux types de signaux. Ainsi le canal A est celui générant le moins de suroscillations sur le signal duobinaire, mais le plus sur le signal binaire; sur le canal C, les suroscillations sont importantes pour le signal duobinaire mais moyennes pour le signal binaire.

Néanmoins le niveau de suroscillations du signal duobinaire est inférieur à celui du signal binaire sur les quatre canaux.

5.5.5 Evaluation générale

Pour les canaux étudiés et pour un taux de 8 Mb/s: le signal duobinaire est supérieur au signal binaire pour ce qui est de la largeur de l'oeil et du niveau de suroscillations. Sa supériorité n'est pas aussi nette en ce qui a trait à la hauteur de l'oeil, mais l'écart en faveur du signal binaire est faible.

De plus le signal duobinaire offre une stabilité de comportement supérieure à celle du signal binaire. Cette caractéristique est importante: elle permet d'assurer une qualité de service plus uniforme. En conclusion, à un taux de 8 Mb/s., un signal duobinaire permet d'offrir un service télétexte ayant un taux d'erreur inférieur à celui obtenu avec un signal binaire sur la plupart des canaux.

5.6 Sommaire

Au cours de cette section, nous avons d'abord choisi un type de mise en forme pour nos signaux, puis une série d'essais ont été réalisés à différents taux de transmission. Ils ont

permis de démontrer la supériorité du système duobinaire pour des taux supérieurs à 7.5 mégabits. Une transmission à 8 mégabits nous a montré la plus grande uniformité et la supériorité des performances du système duobinaire pour des canaux divers.

Dans la prochaine section, nous présenterons les résultats obtenus en laboratoire. Ceux-ci ont été comparés avec ceux obtenus lors des simulations afin de prouver la validité de notre modèle.

Chapitre 6: Système de transmission télétexte expérimental

6.0 Introduction.

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats obtenus lors de la réalisation en laboratoire de transmissions télétextes binaire et duobinaire.

Ces essais ont pour but de démontrer la faisabilité du codage duobinaire et de confirmer une partie des résultats déjà obtenus en théorie ou à l'aide de simulations. Ils permettent de trouver également les circonstances réelles où la transmission duobinaire est préférable à la transmission binaire. Pour se faire, des diagrammes d'oeil et des courbes du taux d'erreur des systèmes binaire et duobinaire sont présentés sous différentes conditions. Auparavant une description du système utilisé lors de ces mesures est nécessaire.

6.1 Description du système de transmission télétexte.

Le système que nous avons construit comporte quatre sections principales.

La première section génère un signal télétexte qui peut être binaire sans retour à zéro (N.R.Z.) ou duobinaire. La deuxième section représente le canal de transmission. Elle permet d'évaluer l'effet des imperfections du canal de télévision sur la qualité de la réception et sur les performances du système. La section suivante comprend le décodeur télétexte. Cet élément permet de retrouver un signal binaire à partir du signal vidéo. Enfin la dernière partie comprend les appareils permettant d'évaluer les performances du système. Nous pourrions observer le diagramme en oeil de nos signaux et mesurer le taux d'erreur en fonction du bruit.

6.2 Génération de la séquence télétexte

La première partie de notre système permet de générer un signal télétexte encodé N.R.Z. ou duobinaire.

Deux séquences différentes sont disponibles: une séquence pseudo-aléatoire courte de 33 octets qui occupe une seule ligne vidéo, et une séquence pseudo-aléatoire longue de 11,380 octets, qui sera transmise sur 345 lignes à raison d'une ligne par champ vidéo dans le cas d'une transmission à 5.72 Mb/s.

Ces séquences ont été choisies afin de contenir le plus grand nombre de transitions différentes. La séquence longue peut surtout être utile si l'on désire faire une étude de la distribution d'erreur. Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons au taux d'erreur seulement et l'emploi de l'une ou de l'autre séquence n'a pas de conséquences significatives. La séquence longue permet par exemple d'obtenir un diagramme en oeil dont la distribution des transitions est un peu plus uniforme que celle obtenue avec la séquence courte. Cette dernière est plus facile d'utilisation car le signal reste le même dans le temps. La même ligne de données est en effet constamment retransmise.

6.2.1 Micro-ordinateur de contrôle

Un microordinateur Motorola 6800 a été utilisé pour la génération de la séquence de données. Celle-ci est conservée en mémoire et est transférée à l'encodeur télétexte au moment opportun. Le micro-ordinateur contrôle aussi les modes de fonctionnement de l'encodeur télétexte. Lors de l'initialisation, il transfère aux registres de l'encodeur le nombre d'octets par ligne, la durée du temps d'attente et le numéro des lignes de l'intervalle vertical qui seront utilisées par le signal télétexte. Les données peuvent être présentes sur les deux champs

ou sur un seul. La fréquence de transmission est établie en transférant le nombre par lequel on doit diviser la synchronisation horizontale pour obtenir la fréquence de bits voulue: 331 par exemple pour une transmission à 5.72 Mb/s. Une fois ces paramètres établis, le microordinateur transfère à l'encodeur télétexte les données à transmettre. Cette dernière opération est répétée une fois par champ pendant toute la durée de la transmission.

6.2.2 Encodeur télétexte

L'encodeur télétexte est une mémoire tampon qui reçoit à basse vitesse, sous forme parallèle, des données du micro-ordinateur et qui transmet ensuite ces mêmes données, sous une forme série, à l'inserteur vidéo au moment approprié et au taux désiré.

L'encodeur fait savoir au micro-ordinateur qu'il est prêt à recevoir des données en lui envoyant une interruption à la fin de l'intervalle vertical (I.V.). Le micro-ordinateur répond en transférant à l'encodeur les données qui seront à transmettre lors du prochain I.V. Ces données sont conservées dans la mémoire de l'encodeur. Ce dernier attend alors qu'une des lignes sélectionnées pour le signal télétexte débute pour transférer une séquence de données. Une telle séquence est illustrée à la photo de la figure 6.1.

6.2.3 Encodeur duobinaire

La séquence binaire obtenue à la sortie de l'encodeur télétexte est alors traitée afin de la transformer en un signal duobinaire. Afin d'éviter la propagation d'erreur et de simplifier le circuit de décodage, le précodage est utilisé. Le montage de base effectuant ce précodage ainsi que l'encodage

duobinaire sont illustrés à la figure 6.2A. La réalisation pratique de ce montage et le diagramme de temps sont illustrés aux figures 6.2B et C. La photographie permet de noter un problème de synchronisation entre les données et l'horloge. Nous remarquons en effet que le signal duobinaire (5 de la photo) contient des erreurs de niveau.

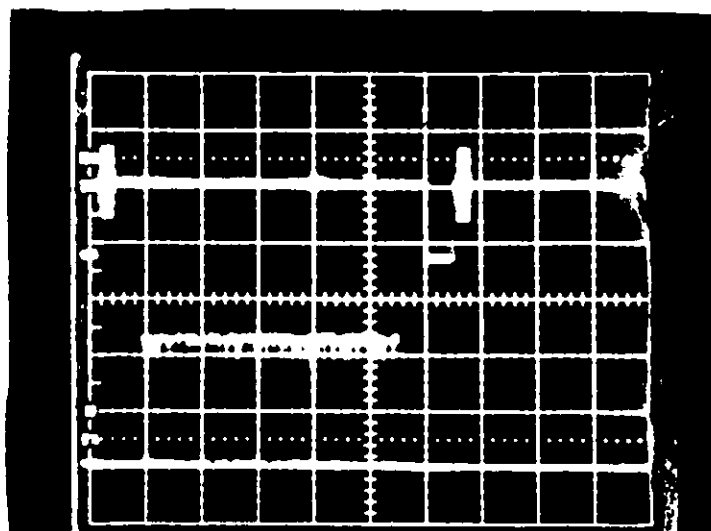


Figure 6.1: Données binaires générées par l'encodeur télétexte sur la ligne 18. Elles seront ensuite additionnées au signal vidéo.

Afin de résoudre ce problème de synchronisation, une paire d'unités de délai est ajoutée afin de synchroniser les signaux entre eux. Ce montage est illustré à la figure 6.3A. La figure 6.3B présente le même montage mais simplifié afin de réduire le nombre de portes.

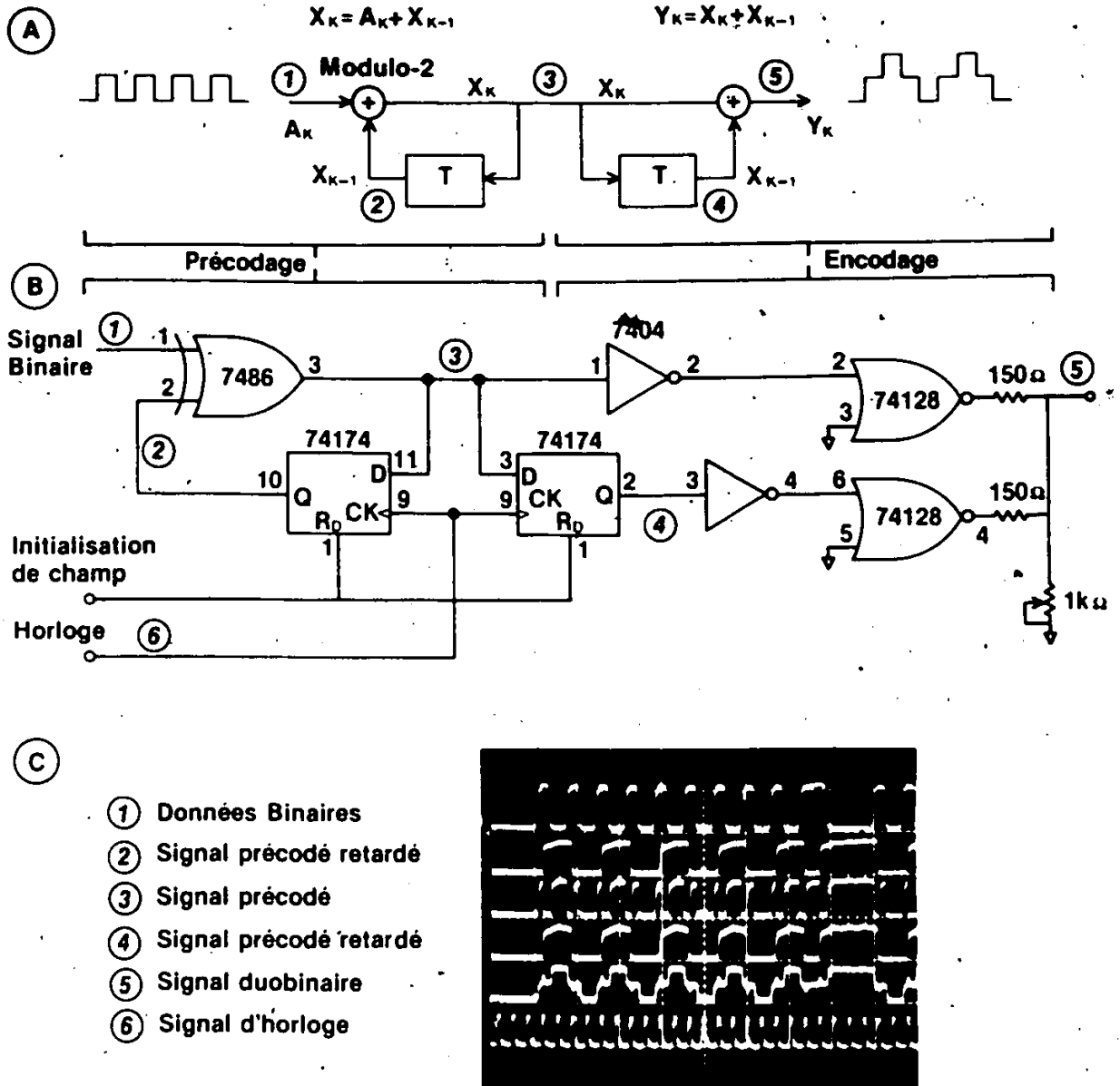


Figure 6.2: Encodeur duobinaire de base avec précodage.
 A) Bloc diagramme
 B) Diagramme du circuit
 C) Diagramme de temps où nous remarquons l'erreur sur le signal duobinaire (5).

La réalisation pratique de ce montage est présentée à la figure 6.3C. L'addition modulo-2 est réalisée par un ou-exclusif, le délai par un flip-flop de type D contrôlé par un signal d'horloge venant de l'encodeur, enfin la sommation analogique est faite par des portes à collecteur ouvert suivies d'un réseau de résistances. La photo de la figure 6.3D permet de vérifier que le signal duobinaire (5) obtenu est correct; il est cependant retardé d'un bit par rapport au signal obtenu par l'autre méthode. Ce retard n'a aucune conséquence fâcheuse.

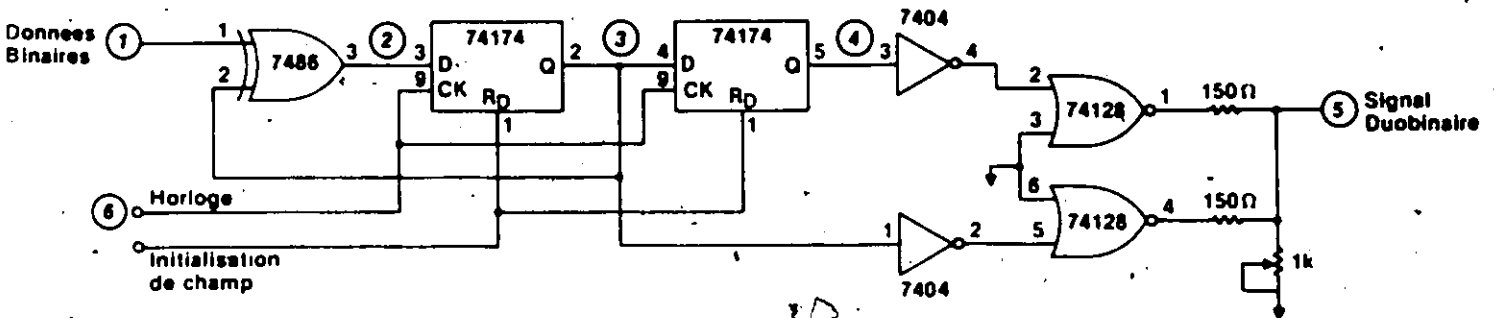
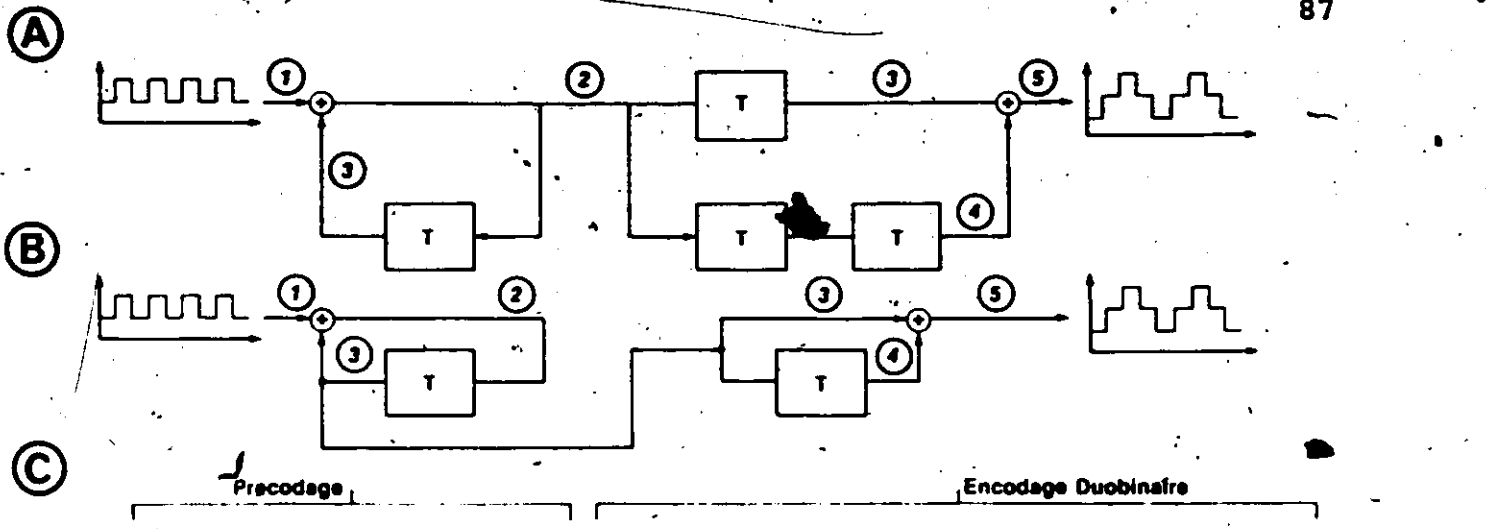
Une initialisation est faite à chaque champ par un signal généré par l'encodeur télétexte afin d'éviter que l'état du dernier bit du champ précédent détermine la valeur du bit initial du champ actuel. Ce phénomène n'a pas d'effet sur les performances; cependant il gêne l'observation d'une ligne fixe de données binaires. En effet les données d'une telle ligne changent constamment une fois encodées en duobinaire si une initialisation n'est pas faite au début de chaque champ.

Lorsqu'une transmission binaire est désirée la séquence binaire est dirigée directement vers le filtre de mise en forme sans passer par l'encodeur duobinaire.

6.2.4 Mise en forme des signaux

Divers filtres de mise en forme ont été utilisés au cours de ce travail. D'abord pour un signal binaire de 5.72 Mb/s., nous employons un filtre en sinus carré de 5.72 MHz. Le taux de dépassement est donc de 100%. C'est le type de filtre recommandé par la norme 14 sur la transmission télétexte et que nous avons décrit à la section 3.3.

Pour le signal duobinaire, un filtre en sinus carré ayant une fréquence de coupure de 2.86 MHz la demie du taux de



- ① Données Binaires
- ② Signal précodé
- ③ Signal précodé retardé
- ④ Signal précodé retardé
- ⑤ Signal duobinaire
- ⑥ Signal d'horloge

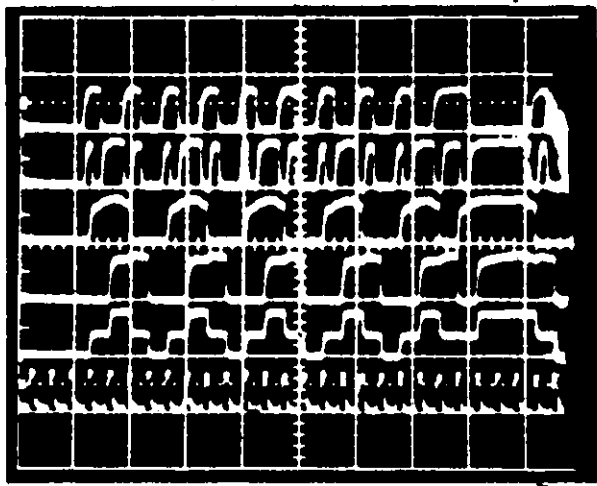


Figure 6.3: A) Montage modifié de l'encodeur duobinaire avec précodage.
 B) Simplification du montage.
 C) Réalisation pratique
 D) Diagramme de temps où nous remarquons l'exactitude du signal duobinaire (5).

transmission a été utilisé. A l'usage ce type de filtre s'est montré plus adéquat qu'un simple filtre passe-bas. La conception du filtre en sinus carré est décrite par [28].

Pour des taux de transmission supérieurs à 5.72 Mb/s, nous avons utilisé des filtres vidéos passe-bas commerciaux offrant diverses fréquences de coupure. Ce sont des filtres elliptiques de septième ordre fabriqués par Matthey. Le taux de dépassement est donc de près de zéro dans ce cas pour les signaux binaire et duobinaire. Cela était nécessaire afin de limiter leur spectre à l'intérieur de la bande vidéo.

6.2.5 Inserteur vidéo

Le signal une fois mis en forme est additionné au signal vidéo. Cette opération est réalisée par un générateur Tektronix 147 ou 149 dont on utilise l'entrée Vertical Interval Test Signal (VITS) externe. Le signal vidéo est généré par un Tektronix 1410. Ce dernier fournit également la synchronisation composée qui est utilisée comme référence par notre système.

A la sortie du 147-149, le signal vidéo peut contenir une ou des lignes de données télétextes dans l'intervalle vertical.

La section complète générant la séquence télétexte est illustrée à la figure 6.4.

6.3 Le canal de transmission

Nous avons maintenant un signal vidéo contenant une ou des lignes télétextes. En transmission réelle, ce signal vidéo serait perturbé par le canal de transmission. Dans le cadre de ce travail ces perturbations ont été générées en laboratoire pour pouvoir en évaluer les effets.

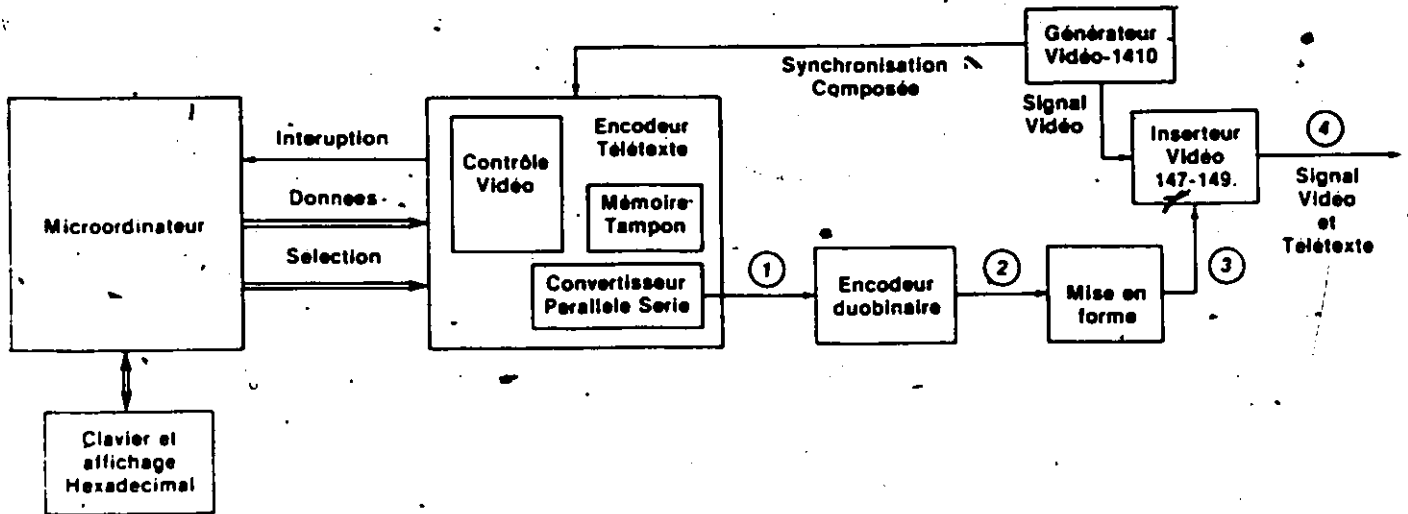


Figure 6.4: Générateur de signaux télétexes et forme des signaux.
 (1) Données binaires générées par l'encodeur télétex, sur la ligne 18.
 (2) Données duobinaires.
 (3) Données duobinaires mises en forme par un filtre passe-bas de $F/2$.
 (4) Données duobinaires insérées sur un signal vidéo. La ligne 19 contient un signal composé.

Une façon de générer des perturbations réalistes est de moduler le signal puis de le démoduler. Nous avons utilisé le Dynair TX-3A qui permet de transmettre sur le canal 3; ce modulateur a été soigneusement réglé et il représente bien le type d'appareils utilisés dans l'industrie, en général.

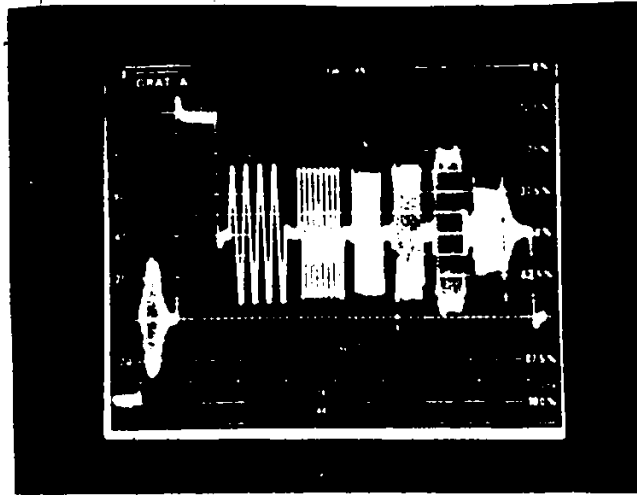
Le signal a été transmis sur un câble de quelques mètres de longueur, et un démodulateur professionnel Rhodes et Schwarz EKF-2 a permis de le ramener en bande de base. Ce démodulateur peut opérer en détecteur synchrone ou d'enveloppe. Une comparaison de l'effet sur nos signaux de ces deux modes de détection a été réalisée.

D'après nos observations des signaux vidéos de vérification, les deux types de démodulation offrent des performances similaires pour des signaux analogiques. Notons à la figure 6.5A un gain à haute fréquence aux environs de 3.58 MHz et des gains différentiels de 25% en mode synchrone et de 35% en mode d'enveloppe; la phase différentielle est de 10° dans les deux cas; le gain et le délai chrominance à luminance sont négligeables dans les deux cas; le niveau de bruit généré par l'ensemble modulateur et démodulateur est inférieur à -55 db.

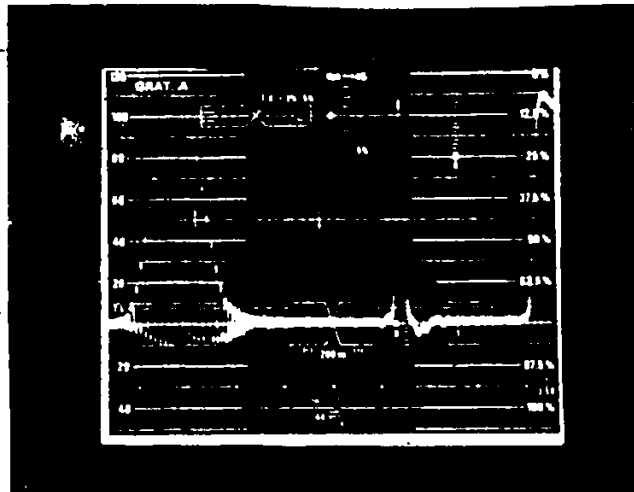
Un générateur de bruit Tecktronix 1430 a permis d'ajouter du bruit blanc gaussien au signal vidéo en bande de base. Le niveau de bruit pouvait être varié entre -20 et -60 db.

Le signal reçu est filtré par un passe-bas de 4.25 MHz avant d'atteindre le décodeur, ceci afin de limiter le bruit à l'intérieur de la bande vidéo.

Le gain à l'intérieur du canal peut être ajusté de façon à maintenir l'amplitude totale du signal vidéo entre -40 et 100 I.R.E.



A



B

Figure 6.5: A) Signal "multiburst" transmis sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone. Notons le gain à 3.58 mégahertz et l'atténuation à 4.1 mégahertz.
 B) Portion du signal composé transmis sur le canal 3 et démodulé en mode d'enveloppe montrant la bonne qualité du signal.

Cette section de notre système est illustrée à la figure 6.6.

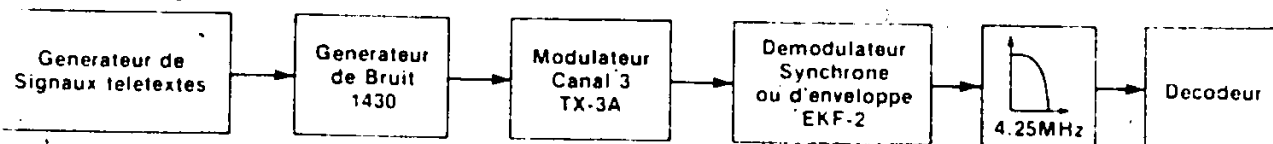


Figure 6.6: Diagramme du canal de transmission utilisé lors des essais télétextes. Le générateur de signaux télétextes est illustré à la figure 6.4 et le décodeur à la figure 6.7.

6.4 Réception de la séquence télétexte duobinaire

Après avoir traversé le canal, le signal remis en bande de base et filtré par un passe-bas de 4.25 Mhz est dirigé vers le décodeur duobinaire illustré à la figure 6.7. Le signal y est amplifié afin de l'isoler du bruit interne du circuit, puis un amplificateur-tampon suit. Deux comparateurs rapides permettent de détecter les niveaux; l'ajustement du seuil de ces comparateurs est manuel et est effectué en affichant successivement chacun des seuils sur un des canaux de l'oscilloscope et le diagramme en oeil du signal à l'entrée des comparateurs sur l'autre canal. Les seuils sont alors ajustés au centre de chacun des yeux tel que nous l'observons sur la photo (5) de la figure 6.7.

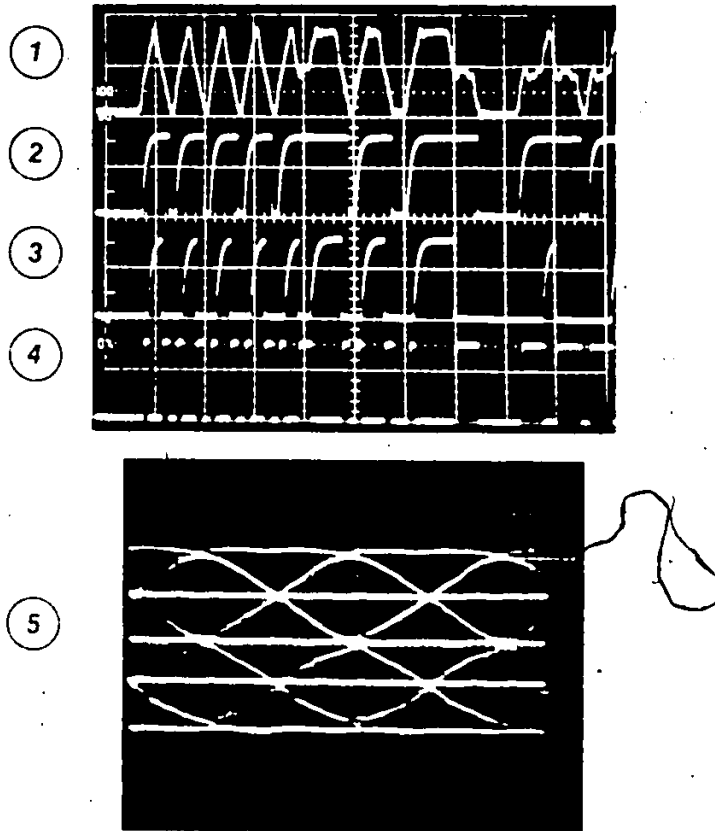
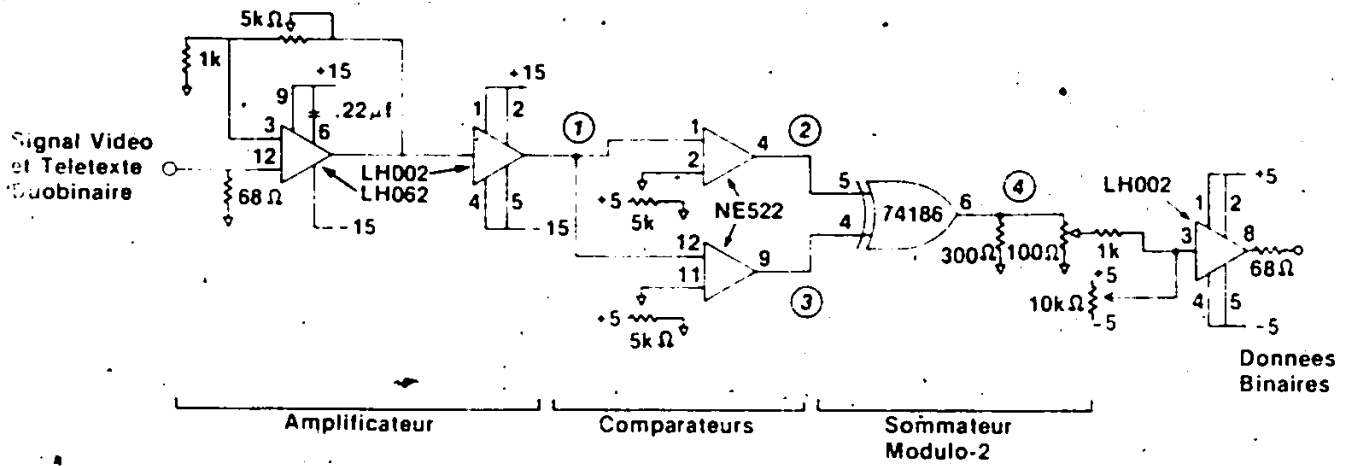


Figure 6.7: Diagramme du circuit du décodeur duobinaire et forme d'ondes. (1) Données duobinaires télétexes; (2) Sortie du premier comparateur; (3) Sortie du second comparateur; (4) Données décodées; (5) Diagramme d'oeil à l'entrée du comparateur et niveau des deux seuils.

La sortie des deux comparateurs est alors combinée à l'aide d'un OU-EXCLUSIF. Un réseau de résistances permet d'ajuster le niveau D.C. et l'amplitude des données binaires. Un amplificateur-tampon termine le décodeur duobinaire. L'emploi du précodage permet donc une réalisation très simple du décodeur.

6.5 Evaluation des performances

Pour évaluer la qualité de notre transmission, il est possible de réinsérer les données binaires tirées du signal duobinaire sur un signal vidéo. Le signal obtenu est similaire aux signaux télétextes conventionnels. Il peut donc être décodé par un décodeur télétexte régulier. Dans le cas d'une transmission réelle, il serait alors possible de décoder des pages graphiques et de les afficher sur l'écran d'un téléviseur.

Afin d'~~éliminer~~ les effets des imperfections du décodeur télétexte, un compteur d'erreurs placé à la sortie du décodeur duobinaire a été utilisé. Il nous permet d'évaluer les performances du système étudié et non pas celles d'un décodeur télétexte particulier. Nous avons également décidé de ne pas effectuer de recouvrement d'horloge à partir du signal reçu. Le signal d'horloge utilisé est celui généré par l'encodeur. Bien que moins réaliste, cette façon de faire nous permet d'isoler les performances du système de celles d'un circuit de recouvrement d'horloge. Pour effectuer de telles mesures, plusieurs circuits de recouvrement d'horloge auraient dû être réalisés et comparés afin d'en connaître les effets sur les performances du système.

Le circuit de compteur d'erreurs est présenté à la figure 6.8. Les données du décodeur duobinaire et celles de référence sont comparées à l'aide d'un ou-exclusif. Les données de référence sont fournies par l'encodeur télétexte et elles sont retardées afin que les deux séquences arrivent simultanément au

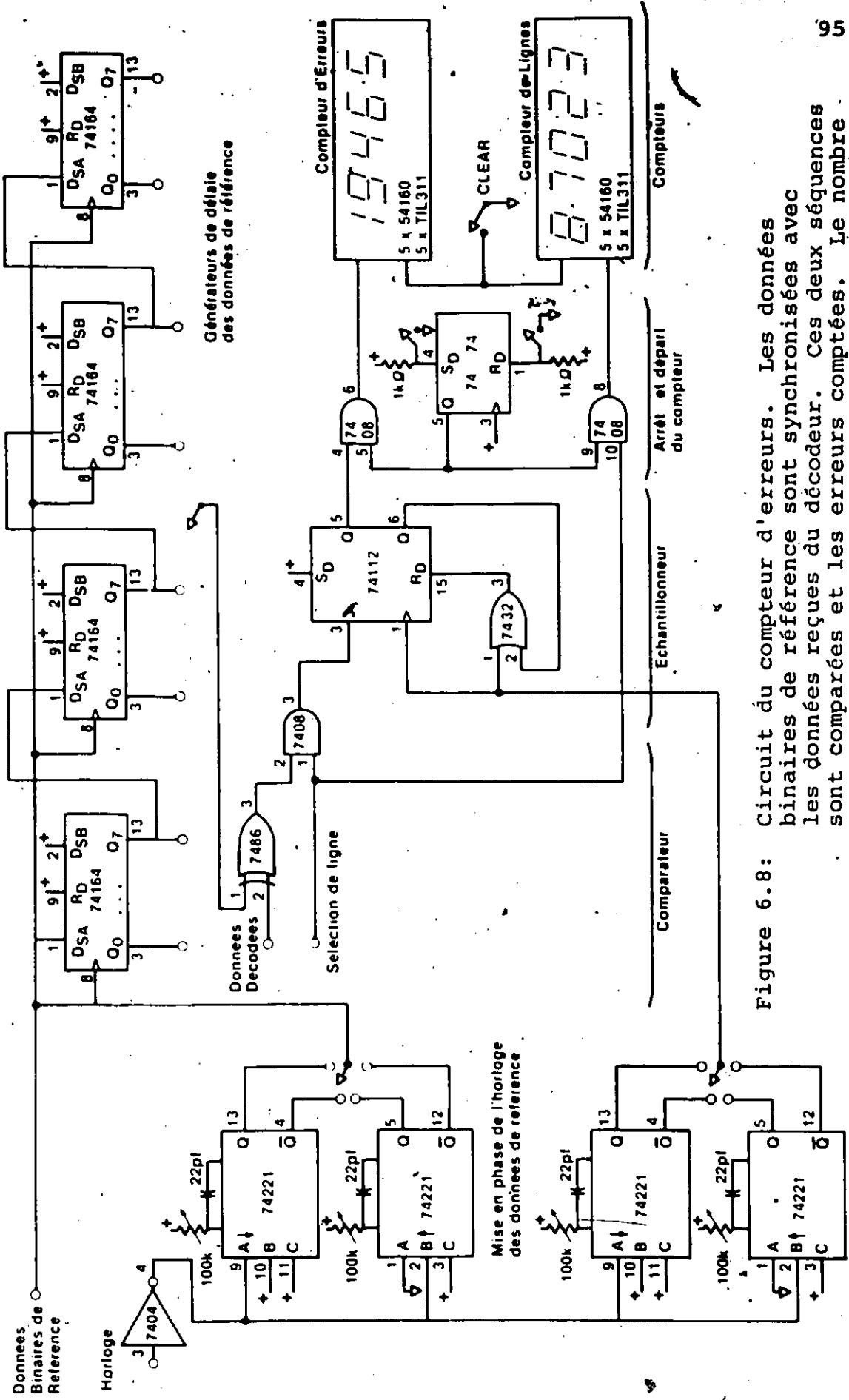


Figure 6.8: Circuit du compteur d'erreurs. Les données binaires de référence sont synchronisées avec les données reçues du décodeur. Ces deux séquences sont comparées et les erreurs comptées. Le nombre de lignes télétextes reçues est également compté.

comparateur. Le retard entre le signal de référence et le signal décodé lors d'une transmission sur le canal 3 est de l'ordre de 3 microsecondes.

Un délai identique est généré pour le signal de référence à l'aide de registres à décalage déclenchés par un signal d'horloge dont la phase peut être modifiée. Le choix de la sortie du registre à décalage et l'ajustement de la phase sont effectués manuellement de façon à minimiser l'écart entre les deux signaux. Un signal généré par l'encodeur permet d'effectuer la comparaison seulement pendant la période où une ligne télétexte est transmise.

Enfin l'échantillonnage est effectué par le signal de l'horloge de l'encodeur mis en phase. La phase est ajustée en variant manuellement la largeur des impulsions de l'horloge. Pour se faire, le signal des données est débranché; l'autre signal se trouve ainsi à l'entrée de l'échantillonneur. Le signal de l'horloge est ajusté afin que sa descente, c'est-à-dire l'instant d'échantillonnage, soit au centre des données.

Deux compteurs décimaux comptent respectivement le nombre d'erreurs et de lignes. Un circuit permet d'arrêter ces compteurs, de les remettre à zéro et de les refaire compter. Les deux valeurs obtenues sont traitées par un court programme écrit sur TI-59, qui calcule les taux d'erreur. Ces taux d'erreur seront compris entre 1×10^{-2} et 1×10^{-6} . Pour des taux supérieurs à 1×10^{-2} , la mesure n'est pas significative tandis que la mesure de taux inférieurs à 1×10^{-6} est trop longue. En effet une mesure de ce type prend plus d'une heure si une ligne télétexte est transmise à 5.72 Mb/s. et qu'on attend d'avoir au moins 100 erreurs pour noter le résultat.

Un diagramme en oeil des données peut aussi être produit à différents points du système afin d'évaluer le signal. Pour se faire, le signal à observer alimente la section verticale d'un oscilloscope tandis qu'un signal d'horloge à la fréquence de transmission assure la synchronisation horizontale. Un sélecteur de lignes alimenté par un signal de synchronisation composé vidéo permet d'obtenir une forme d'onde qui effacera la trace de l'oscilloscope en tout temps mais la maintiendra allumée pendant la ligne où les données à observer sont présentes. La figure 6.9 présente le montage permettant d'observer les diagrammes en oeil de signaux télétextes. Les diagramme d'oeil présentés au cours de ce travail ne sont souvent pas aussi nets que l'on aurait pu le désirer. En effet la trace du signal sur l'oscilloscope est peu intense car elle n'est présente que pour deux lignes sur 525. La reproduction photographique puis par photocopie ne fait qu'empirer la situation.

Enfin la qualité du signal peut également être évaluée visuellement à l'aide d'un moniteur d'ondès vidéo Tektronix 1480 pouvant être inclus partout sur le parcours du signal vidéo. Il permet d'observer deux lignes vidéo complètes de l'intervalle vertical ou une partie de celles-ci. Il est synchronisé par le générateur vidéo afin de conserver sa stabilité lorsque le signal observé contient un niveau élevé de bruit.

6.6 . Sommaire

Les techniques nécessaires pour générer et évaluer une transmission télétexte ont été présentées en détail dans cette section. Nous avons aussi souligné la simplicité et le coût peu élevé de la conversion d'un système binaire à un système duobinaire.

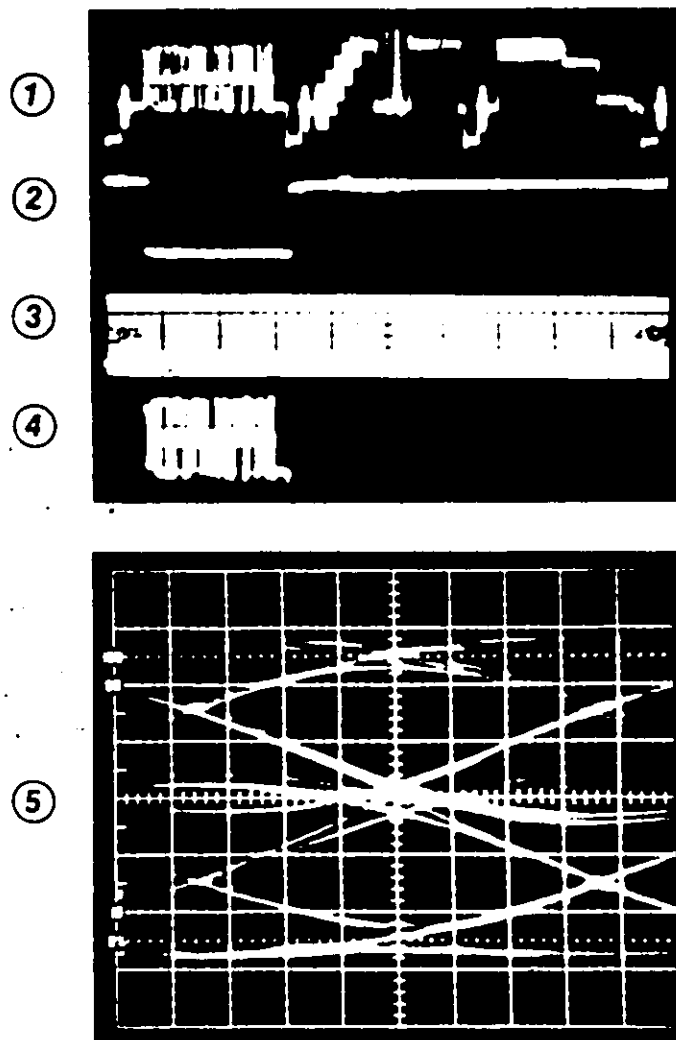
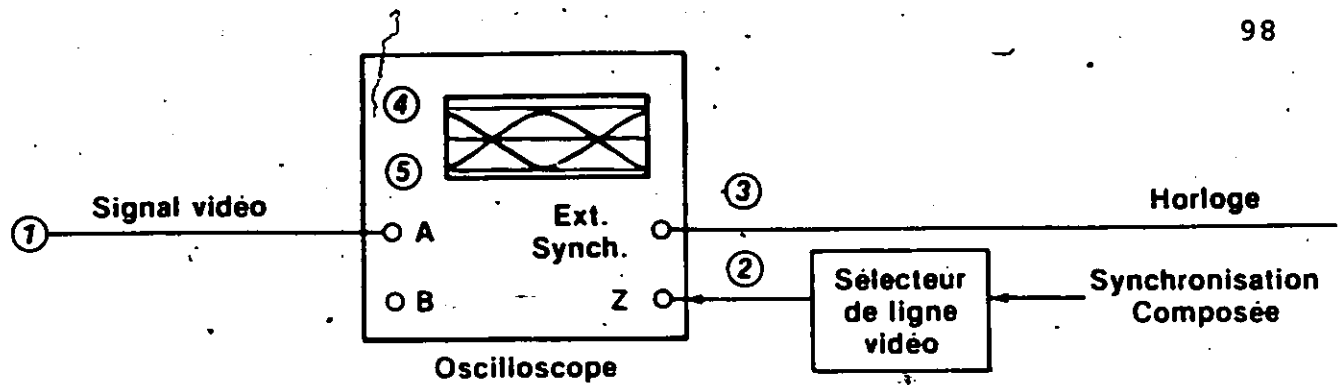


Figure 6.9: Génération du diagramme d'oeil d'un signal téléttexte.
 (1) Signal vidéo contenant une ligne téléttexte
 (2) Signal effaçant tout le signal sauf la portion de ligne à observer
 (3) Signal d'horloge à la fréquence de transmission
 (4) Signal de données obtenu sur l'oscilloscope
 (5) Diagramme d'oeil.

Chapitre 7: Résultats des mesures expérimentales

7.0 Introduction

Nous présenterons dans ce chapitre les résultats obtenus lors des mesures expérimentales en laboratoire en commençant par ceux obtenus lors d'une transmission à 5.72 Mb/s. effectuée en binaire et en duobinaire. Ce taux est utilisé comme standard canadien: les caractéristiques de la transmission télétexte binaire à ce taux sont donc bien connues.

Nous réaliserons ensuite des systèmes binaire et duobinaire fonctionnant à 8 Mb/s. D'après nos simulations pour ce taux, le système duobinaire devrait être supérieur au binaire; c'est ce que nous avons voulu vérifier en laboratoire. Avec un taux plus élevé, le décodage du signal binaire aurait été très difficile car il subit alors des détériorations très importantes.

Pour terminer ce chapitre, nous comparerons certains résultats obtenus par simulations avec des résultats réels afin de prouver leur validité et de montrer la justesse du modèle employé lors de ces simulations.

7.1 Transmission à 5.72 Mb/s.

Le taux de 5.72 Mb/s. est le mieux connu pour la transmission binaire télétexte au Canada. Il est donc un bon point de comparaison des systèmes binaire et duobinaire. Les performances de ces deux méthodes sont évaluées à partir des caractéristiques du diagramme en oeil et du taux d'erreur en fonction du bruit. Ces essais ont d'abord été réalisés en bande de base puis les signaux ont été modulés sur le canal 3. La démodulation a été réalisée de deux façons: synchrone et d'enveloppe.

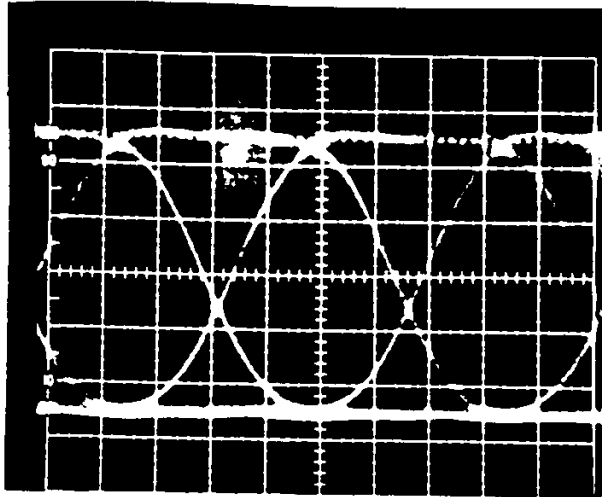
7.1.1 Transmission en bande de base

Le signal binaire est mis en forme par un filtre en sinus carré. Il a été montré par A. Vincent [29] que ce filtre est identique à un filtre en cosinus avec un dépassement de 100% lorsqu'il est employé en transmission télétexte. Un filtre passe-bas de 4.25 MHz limite le bruit à l'entrée du décodeur.

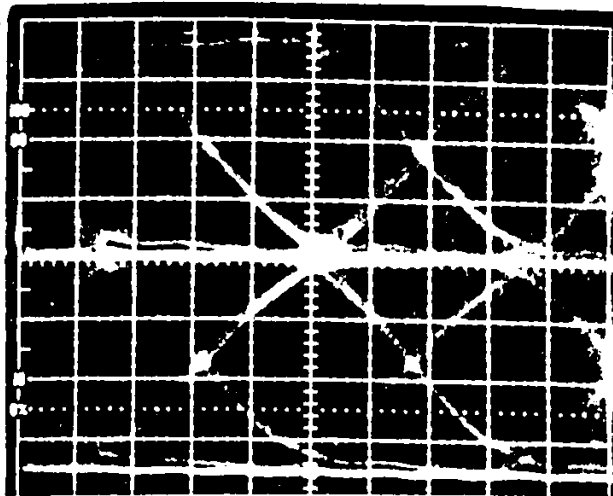
Le diagramme en oeil obtenu, présenté à la figure 7.1A, est conforme à nos attentes, et seule la hauteur à 93% n'est pas parfaite. Le taux d'erreur obtenu pour ce signal pour des niveaux de bruit différents est représenté par la courbe B de la figure 7.2. L'écart avec la courbe théorique A est de un demi db. Cette courbe théorique est celle d'un signal ayant une hauteur d'oeil de 100% et un temps d'échantillonnage idéal. L'écart s'explique donc par la fermeture de 7% de l'oeil du signal réel qui correspond à une perte de résistance au bruit de 0.7 db environ.

Examinons maintenant les résultats obtenus avec le signal duobinaire. Celui-ci est mis en forme à l'aide d'un filtre dont la fréquence de coupure à 3 db est d'environ 2.86 MHz, soit la demie du taux de transmission. Le signal ainsi créé a un oeil inférieur et supérieur dont la hauteur est de 43% et la largeur de 90%. Le niveau de suroscillations est négligeable. Les caractéristiques de l'oeil correspondent à peu près à celles prévues, sauf pour la hauteur qui est un peu faible. Ceci est dû aux caractéristiques non idéales du filtre de mise en forme et du circuit d'encodage duobinaire.

La courbe F de la figure 7.2 est celle du taux d'erreur de ce signal en fonction du niveau de bruit; la courbe E est le résultat de la théorie. L'écart entre les deux courbes est le plus ou moins un demi db et il est dû à la hauteur de l'oeil qui n'est pas maximum et à l'erreur sur nos mesures.



A



B

Figure 7.1: Diagramme d'oeil de signaux transmis à 5.72 Mb/s. en bande de base. L'amplitude est de 70 IRE.

A) Signal binaire dont la hauteur est de 93%, la largeur de 100% et le niveau de suroscillations nul.

B) Signal duobinaire dont la hauteur de chacun des yeux est de 43%, la largeur de 90% et le niveau de suroscillations négligeable.

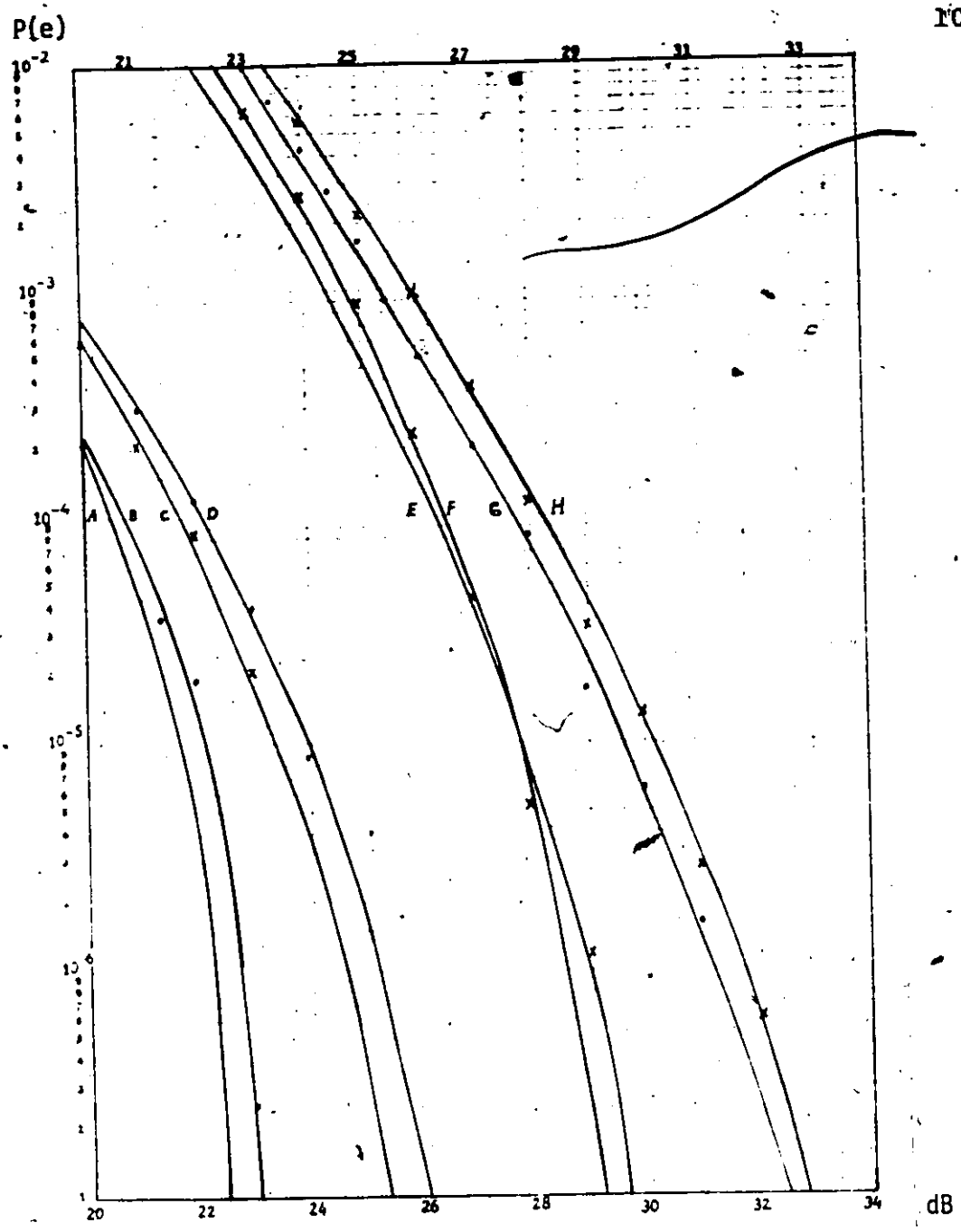


Figure 7.2: Taux d'erreur en fonction du bruit vidéo (4.2 MHz) de signaux à 5.72 Mb/s.

- A) binaire, courbe théorique
- B) binaire en bande de base
- C) binaire sur le canal 3 en mode synchrone
- D) binaire sur le canal 3 en mode d'enveloppe
- E) duobinaire, courbe théorique
- F) duobinaire en bande de base
- G) duobinaire sur le canal 3 en mode synchrone
- H) duobinaire sur le canal 3 en mode d'enveloppe

Comparons maintenant les courbes réelles du signal duobinaire et du signal binaire. Nous trouvons un écart de 5 à 6 db entre les deux courbes. Nous avons estimé à la section 4.3.4 l'écart théorique à 6 db. La différence n'est due qu'à l'imperfection de nos signaux et aux erreurs de mesure.

7.1.2 Transmission du signal modulé

Afin d'obtenir des résultats plus réalistes que ceux obtenus en bande de base, les signaux ont été modulés sur le canal 3. La démodulation a été faite de deux façons: synchrone et d'enveloppe. Les dégradations de signaux sont dues à la réponse en fréquence du canal et à ses distorsions de phase et d'amplitude.

Ainsi l'oeil du signal télétexte binaire voit sa hauteur passer à 78% pour la démodulation synchrone et à 76% pour la démodulation d'enveloppe. Ces dégradations correspondent respectivement à une perte maximale de 1.6 et 1.8 db. Les diagrammes en oeil sont présentés à la figure 7.3. Malgré les suroscillations l'amplitude des données est ajustée pour conserver 70 IRE entre les niveaux 0 et 1 comme lors d'une transmission réelle dans les airs. Cette façon de faire facilite aussi les mesures et évite d'avoir à faire la correction sur la hauteur de l'oeil. Sur les photographies, le gain vertical de l'oscilloscope est ajusté pour que l'oeil tienne tout l'écran. Les valeurs relatives sont suffisantes car nous conservons l'écart entre les niveaux inférieur et supérieur à 70 IRE.

La courbe du taux d'erreur pour le signal reçu en mode synchrone, courbe C de la figure 7.2 est entre 1.5 et 2.5 db inférieure à celle obtenue en théorie. Le signal reçu en mode d'enveloppe subit une dégradation supplémentaire de un demi db.

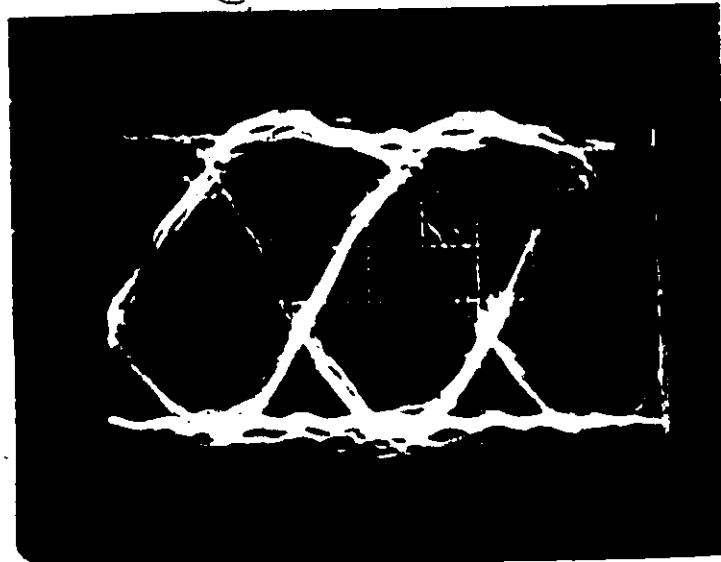
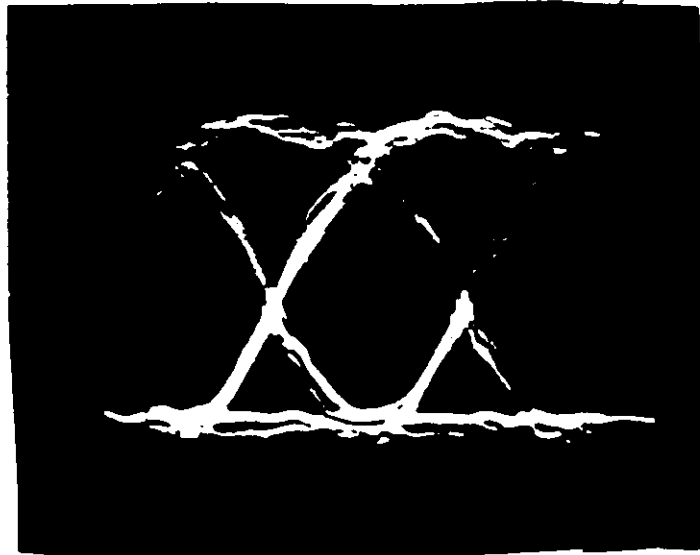


Figure 7.3: Diagramme d'oeil de signaux télétextes binaires transmis à 5.72 Mb/s. sur le canal 3.

A) Reçu en mode synchrone: Hauteur de l'oeil 78%, largeur de l'oeil 88% et niveau de suroscillations 26%.

B) Reçu en mode d'enveloppe: Hauteur de l'oeil 76%, largeur de l'oeil 84% et niveau de suroscillations 27%.

Cette perte est en partie due à la diminution de la hauteur de l'oeil. Elle s'explique également par la forme de l'oeil qui devient plus étroite qu'en bande de base. Un faible écart du temps d'échantillonnage aura donc un effet plus important sur ce signal modulé que sur celui en bande de base où l'oeil était plus plat. En considérant cette erreur dans l'ajustement du temps d'échantillonnage, on peut évaluer cette dégradation à environ 1 db dans ce cas; nos résultats sont donc acceptables. Notons pour terminer que la largeur de l'oeil du signal binaire qui était ouvert à 100% en bande de base, passe à 88% pour la détection synchrone et à 84% pour la détection d'enveloppe. De même les suroscillations passent de nulles à 26% et à 27% respectivement.

Passons maintenant à la transmission modulée du signal duobinaire. Les diagrammes d'oeil obtenus pour les deux modes sont montrés à la figure 7.4. La hauteur de l'oeil est de 38% et de 34% respectivement, tandis que la largeur est de 86% dans les deux cas. Les suroscillations sont passées à 18% et 22%. Les courbes G et H de la figure 7.2 représentent les taux d'erreur pour chacun des modes. La dégradation respective vis-à-vis de la courbe théorique est de 0.5 à 2 db et de 1 à 2.5 db. Les dégradations de la hauteur des yeux correspondent à des écarts de 1.5 et de 2.8 db respectivement.

Contrairement à l'oeil binaire, l'oeil duobinaire demeure plat; l'erreur sur le temps d'échantillonnage n'a donc pas un effet important. Cependant chacun des deux yeux du signal duobinaire n'est pas parfaitement symétrique. Les seuils ne peuvent en conséquence être placés aux points centraux des yeux. En effet la largeur des données au point central serait différente pour un 0 généré par le niveau supérieur et un 0 généré par le niveau inférieur. Nous faisons donc un compromis entre la position idéale du seuil et celle offrant des données symétriques.

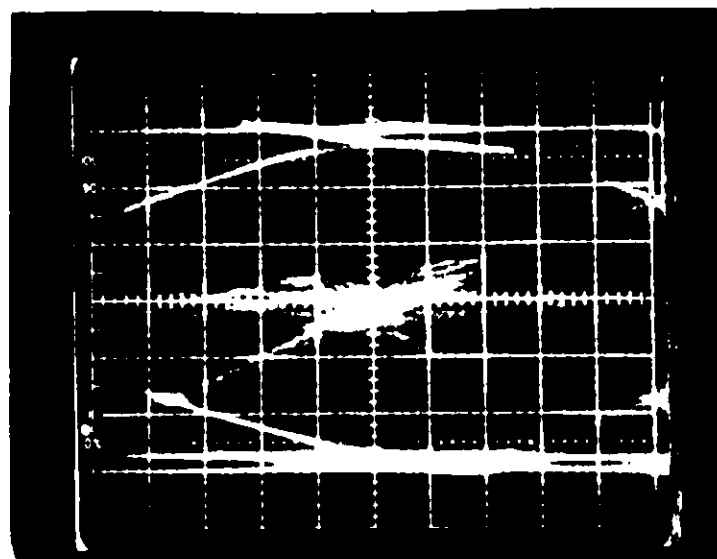
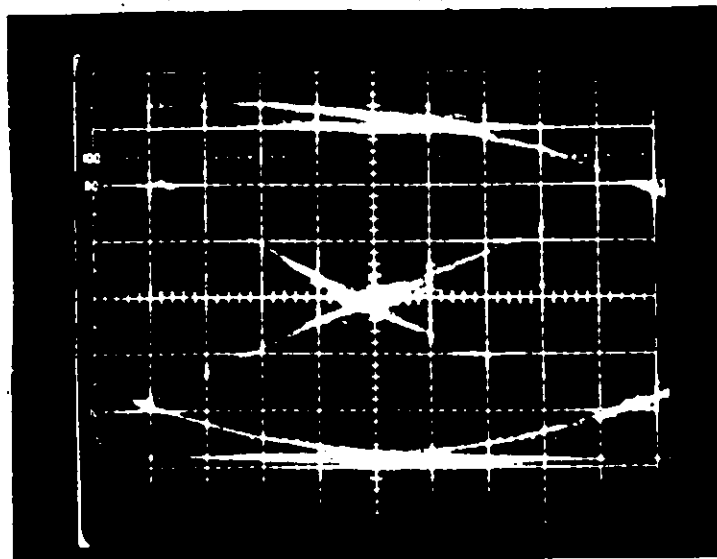


Figure 7.4: Diagramme d'oeil de signaux télétexes duobinaires transmis à 5.72 Mb/s. sur le canal 3.

A) Reçu en mode synchrone: Hauteur 38%, largeur 86% et niveau de suroscillations 18%.

B) Reçu en mode d'enveloppe: Hauteur 34%, largeur 86%, niveau de suroscillations 22%.

La perte ainsi produite est d'environ 1 db. Cette estimation est basée sur l'écart entre le centre de l'oeil et la position adoptée lors de ces mesures. Les résultats obtenus sont donc acceptables.

Comparons maintenant les signaux binaire et duobinaire entre eux. Les dégradations dues au canal sont similaires dans les deux cas. La hauteur de l'oeil est affectée de la même façon, tandis que la largeur et le niveau de suroscillations sont légèrement plus dégradés dans le cas du binaire.

L'écart entre les deux modes de démodulation est également réduit. Les diagrammes en oeil sont presque identiques. Mais une légère différence est cependant plus visible sur le signal binaire. On remarque la forme plus pointue du signal détecté en enveloppe et celle plus arrondie du signal synchrone. La différence est plus difficile à évaluer pour le signal duobinaire. Enfin entre les deux modes de démodulation, un écart de 0.5 db existe pour les courbes de taux d'erreur en fonction du bruit des deux systèmes.

Concluons en reconnaissant la supériorité du signal binaire à ce taux. En effet la hauteur de l'oeil du signal binaire est encore suffisamment élevée pour lui assurer l'avantage sur le signal duobinaire. La largeur de l'oeil et le niveau de suroscillations ne sont pas aussi favorables mais se comparent quand même bien.

Qu'en sera-t-il si un taux de transmission plus élevé est utilisé?

7.2 Transmission à 8 Mb/s.

Lors des simulations effectuées auparavant, nous avons montré la supériorité du système duobinaire sur le système binaire lorsque des taux supérieurs à environ 7.5 Mb/s. sont utilisés. Nous avons donc choisi un taux légèrement supérieur soit 8 Mb/s. Si nous avions choisi un taux encore plus élevé, le signal binaire aurait été indécodable. Nous tenterons d'évaluer le comportement de ces deux systèmes à l'aide du diagramme d'oeil et de mesures de taux d'erreur, d'abord en bande de base puis pour un signal modulé.

A notre connaissance, jusqu'à maintenant, le taux le plus élevé utilisé lors de réalisations de transmission télétexte sur un réseau N.T.S.C. était de 6.2 Mb/s. [37]. C'est la première fois que ces résultats sur une transmission à 8 Mb/s. sont présentés. Rappelons que ce taux offre un gain d'environ 50% en quantité d'information utile transmise, en comparaison d'une transmission à 5.72 Mb/s.

7.2.1 Transmission en bande de base

Nous avons d'abord établi une liaison en bande de base employant les deux systèmes.

Le signal binaire a été mis en forme par un filtre passe-bas commercial de 4 MHz. Ce type de mise en forme correspond à un taux de dépassement de près de 0%. Il conserve le spectre de notre signal à l'intérieur de la largeur de bande vidéo de 4.2 MHz. Le principal inconvénient de ce type de mise en forme est un niveau de suroscillations élevé. Lors des mesures, nous avons conservé l'amplitude entre les niveaux 0 et 1 à 70 IRE sans tenir compte des suroscillations pour les raisons expliquées auparavant à la section 7.1.2.

Une photographie de la ligne de données binaires et du diagramme en oeil obtenus est présentée à la figure 7.5. La hauteur de l'oeil est réduite à 50%, ce qui correspond à une perte de la résistance au bruit de 6 db; la largeur est réduite à 44% et le niveau de suroscillations atteint près de 70%. Notons que l'oeil est malgré tout acceptable.

Le taux d'erreur en fonction du bruit de ce signal est présenté sur la courbe B de la figure 7.6. Nous observons un écart variant entre 5 et 6 db entre cette courbe et celle du signal binaire transmis à 5.72 Mb/s. La diminution de la hauteur de l'oeil est la principale cause de cette détérioration.

Le signal duobinaire est présenté à la figure 7.7A et son diagramme en oeil à la suivante. Il est évident que la détérioration est moins élevée dans ce cas que pour le signal binaire. Chacun des yeux du signal duobinaire a une hauteur d'environ 37%, ce qui correspond à une perte maximum de rapport signal sur bruit de 2.6 db. La largeur de l'oeil est de 85% et le niveau de suroscillations est peu élevé. L'écart entre la courbe du signal duobinaire transmis à 8 Mb/s. et celle du signal de 5.72 Mb/s. est de moins de un db. Ce résultat est supérieur à celui prévu d'après la fermeture de l'oeil. Ceci est encore dû au fait que nous mesurons la hauteur pointe de l'oeil. L'écart est plus important ici que dans les cas précédents, ce qui s'explique en partie par la distribution de l'interférence intersymbole qui, comme nous l'observons sur le diagramme d'oeil, n'est pas uniforme.

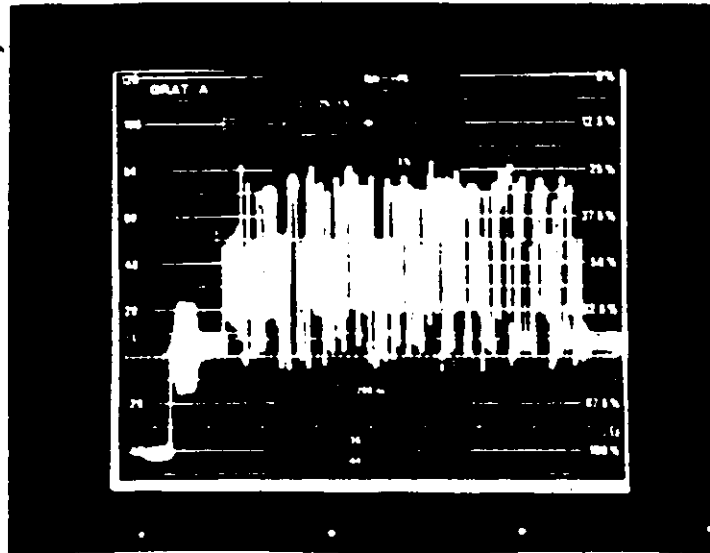


Figure 7.5: Signal télétexte binaire transmis à 8 Mb/s. en bande de base.

- A) Données insérées sur la ligne 18 d'un signal vidéo
- B) Diagramme en oeil de ce signal: hauteur 50%, largeur 44%, niveau de suroscillations de 69%

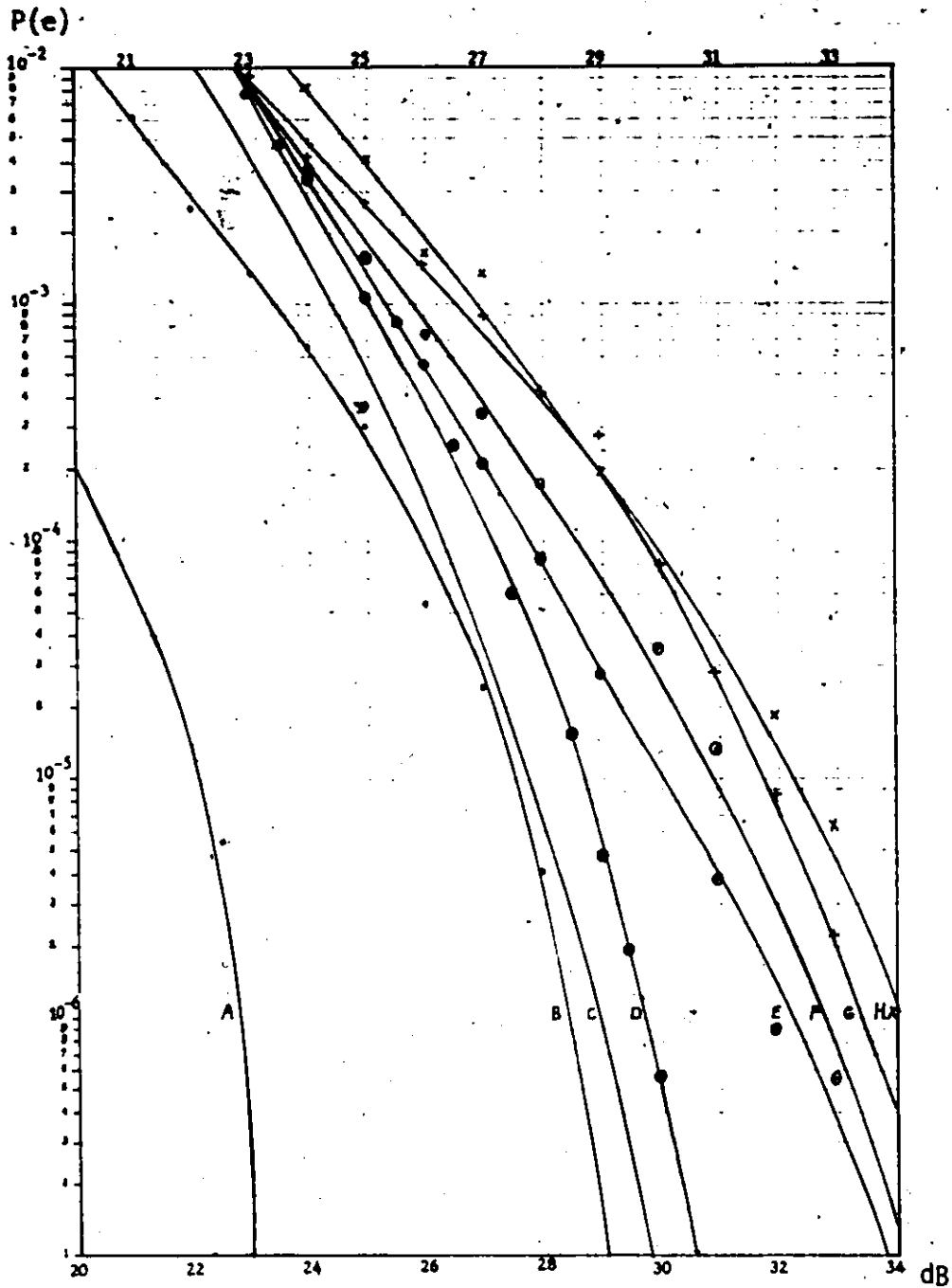


Figure 7.6: Taux d'erreur en fonction du bruit vidéo (4.2 MHz) de signaux télétextes.

- A) Binaire à 5.72 Mb/s. en bande de base
- B) Binaire à 8 Mb/s. en bande de base
- C) Duobinaire à 5.72 Mb/s. en bande de base
- D) Duobinaire à 8 Mb/s. en bande de base
- E) Duobinaire à 8 Mb/s. sur le canal 3 en mode synchrone
- F) Binaire à 8 Mb/s. sur le canal 3 en mode synchrone
- G) Binaire à 8 Mb/s. sur le canal 3 en mode d'enveloppe
- H) Duobinaire à 8 Mb/s. sur le canal 3 en mode d'enveloppe

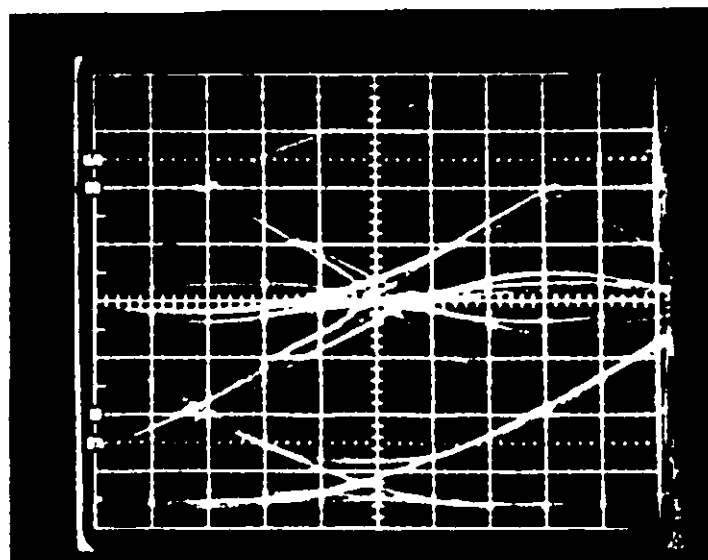
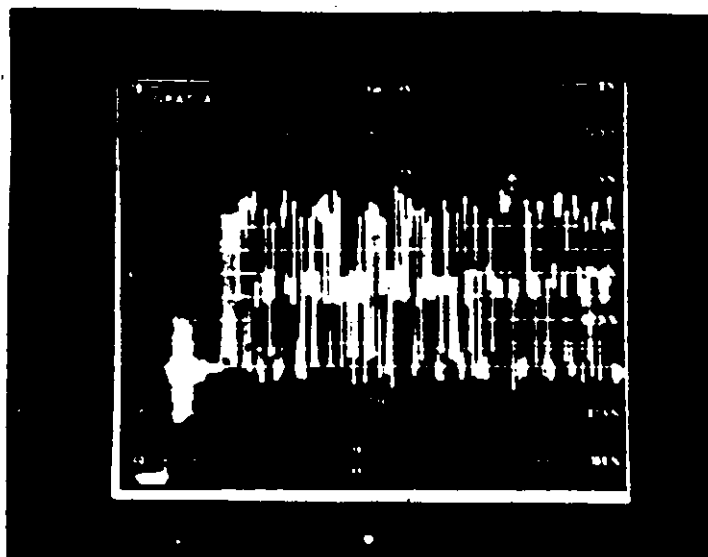


Figure 7.7: Signal télétexte duobinaire transmis à 8 Mb/s. en bande de base.
A) Données insérées sur la ligne 18 d'un signal vidéo
B) Diagramme en oeil de ce signal: hauteur 37%, largeur 85%, niveau de suroscillations 8%

Comparons maintenant les deux types de signaux. Le binaire conserve une supériorité d'environ 2 db pour ce qui est de la résistance au bruit. Cependant son niveau de suroscillations et la largeur de l'oeil sont tels que le décodage d'un tel signal dans une situation réelle causerait d'importants problèmes. Ces problèmes seraient absents pour le signal duobinaire car les dégradations qu'il subit sont beaucoup moins importantes.

7.2.2 Transmission de signal modulé

Toujours pour un taux de 8 Mb/s. et en conservant le même type de mise en forme, nous avons transmis nos signaux à travers l'ensemble du modulateur et du démodulateur.

Les figures 7.8 A) et B) présentent l'oeil du signal binaire dans les cas d'une démodulation synchrone et d'enveloppe. Les hauteurs respectives de l'oeil sont de 26 et de 24%, soit la demie de la hauteur obtenue en bande de base. La largeur de l'oeil reste à peu près identique pour les deux modes de détection, à celle mesurée en bande de base. Enfin la coupure plus douce du passe-bas représentée par l'ensemble modulateur-démodulateur diminue le niveau de suroscillations.

L'écart entre la courbe du taux d'erreur du signal en bande de base et celles des détecteurs synchrone et d'enveloppe, courbes F et G, est respectivement de 2 à 4 db et de 3 à 5 db. D'après les hauteurs de l'oeil, nous prévoyons une perte d'environ 6 db. L'écart entre les prévisions faites à partir de la hauteur minimum de l'oeil s'écarte de plus en plus des résultats obtenus lorsque la hauteur de l'oeil diminue. En effet la distribution de l'interférence intersymbole s'étend maintenant sur la moitié de l'oeil. Entre la valeur minimum de la hauteur de l'oeil et sa valeur moyenne ou R.M.S., l'écart devient important, ce qui entraîne l'imprécision de notre estimation de la dégradation de la résistance au bruit basée sur la hauteur de l'oeil minimum.

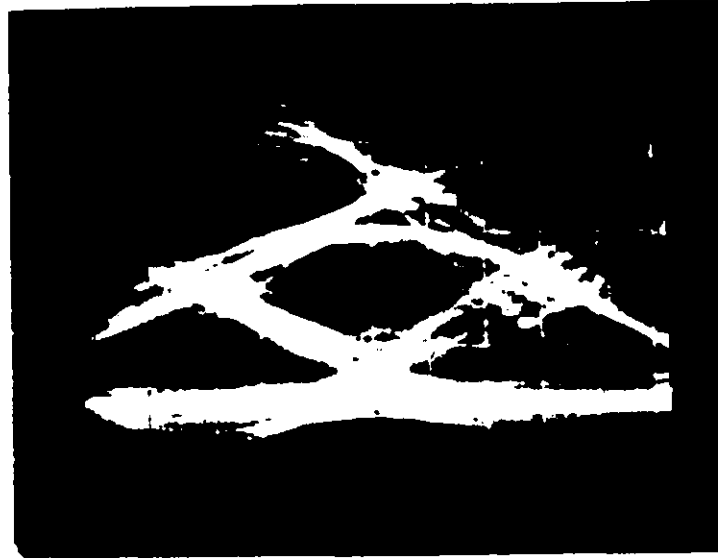


Figure 7.8: Diagramme en oeil d'un signal binaire de 8 Mb/s. transmis sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone et d'enveloppe.

- A) Synchrone: hauteur 26%, largeur 59% et niveau de suroscillations de 29%
- B) Enveloppe: hauteur 24%, largeur 52% et niveau de suroscillations de 27%

Les diagrammes en oeil du signal duobinaire sont présentés aux figures 7.9A) et B) dans le cas des démodulations synchrone et d'enveloppe respectivement. Dans le premier cas, l'oeil duobinaire a une hauteur de 36%, une largeur de 83% et un niveau de suroscillations de 13%. Le signal obtenu du détecteur d'enveloppe a une hauteur d'oeil de 34%, une largeur de 75% et un niveau de suroscillations de 15%. En général l'oeil a une forme acceptable et permet d'affirmer que ces signaux offrent de bonnes performances.

Les courbes E et H de la figure 7.6 du taux d'erreur des signaux duobinaires en mode synchrone et d'enveloppe s'écartent de la courbe du signal en bande de base de 0 à 3.5 db. et de 1 à 4 db. respectivement. La détérioration de la hauteur de l'oeil contribue pour un maximum d'un db. Le reste de la détérioration s'explique par la non-symétrie verticale de l'oeil, par un écart entre les points d'échantillonnage réels et idéaux et enfin par l'erreur de la mesure.

En comparant les courbes de taux d'erreur des deux types de signaux, nous voyons la supériorité du signal duobinaire s'établir dans le cas de la démodulation synchrone, et la supériorité du signal binaire être réduite à moins d'un demi db dans le cas de la démodulation d'enveloppe.

La dégradation de l'oeil que nous observons entre les signaux à 5.72 Mb/s. et ceux à 8 Mb/s., de même qu'entre ces derniers en bande de base et ceux modulés, est très importante dans le cas du signal binaire. La hauteur et la largeur de l'oeil diminuent considérablement tandis que le niveau de suroscillations augmente très significativement. Ce dernier phénomène nous oblige à réduire l'amplitude du signal pour nous assurer de l'absence d'interférence audio. De même la présence de ces suroscillations rend ce signal plus sensible aux réflexions.

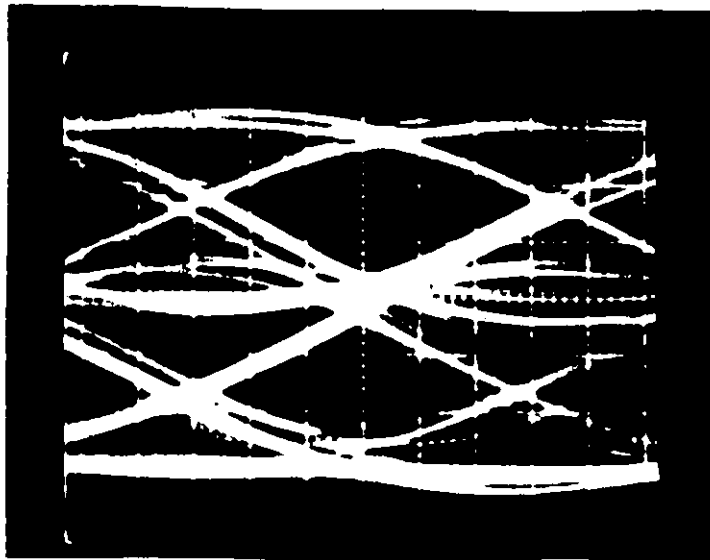
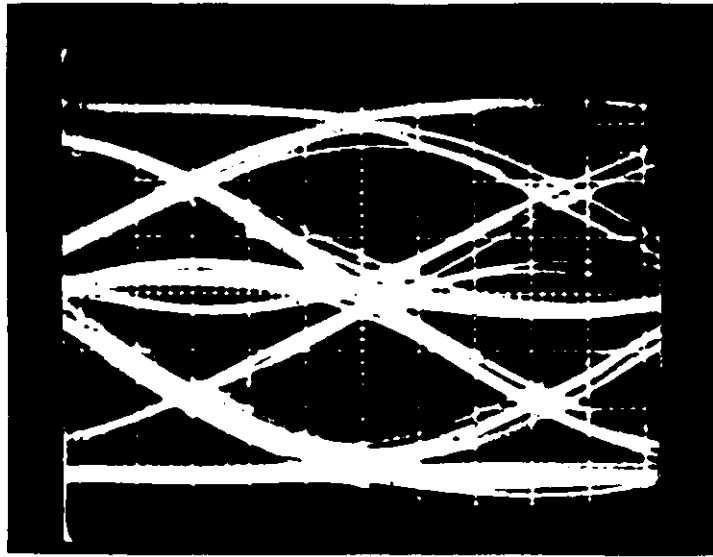


Figure 7.9: Diagramme d'oeil d'un signal duobinaire de 8 Mb/s. transmis sur le canal 3 et démodulé.

A) Synchrone: hauteur 34%, largeur 75%, niveau de suroscillations de 15%

B) Enveloppe: hauteur 32%, largeur 83%, niveau de suroscillations de 15%

La diminution de la largeur de l'oeil entraîne une perte de résistance au bruit, importante dans le cas où l'instant d'échantillonnage ne peut être idéal, c'est-à-dire lorsque le récepteur doit effectuer sa propre synchronisation. Cette dernière est également plus difficile à effectuer pour le signal binaire que pour le signal duobinaire, car le signal d'horloge inséré au début de la ligne télétexte subit une plus grande dégradation dans le cas du binaire.

Pour toutes ces raisons nous pouvons conclure que, à un taux de 8 Mb/s., l'emploi du signal duobinaire permet d'atteindre des performances supérieures à celle du signal binaire lors d'une transmission réelle.

7.3 Comparaisons entre les résultats des simulations et ceux obtenus en laboratoire

Nous avons déjà présenté des résultats obtenus d'abord par simulations sur un ordinateur puis à l'aide de mesures en laboratoire. Ici nous comparerons une partie de ces résultats entre eux afin de vérifier leur concordance. Nous pourrons ainsi vérifier la justesse de nos résultats.

7.3.1 Comparaison de spectre

Le spectre des données duobinaires avant filtrage a été mesuré à la sortie de l'encodeur duobinaire et a aussi été obtenu à l'aide de simulations. Ces deux spectres sont présentés aux figures 7.10 et 7.11 avec des échelles différentes.

La similitude des deux spectres est bonne. La petite différence entre les deux s'explique par la longueur de la séquence de données qui est plus courte pour le signal simulé. Nous pouvons donc conclure que les mesures en laboratoire et par simulations se confirment entre elles.

10 dB/div.

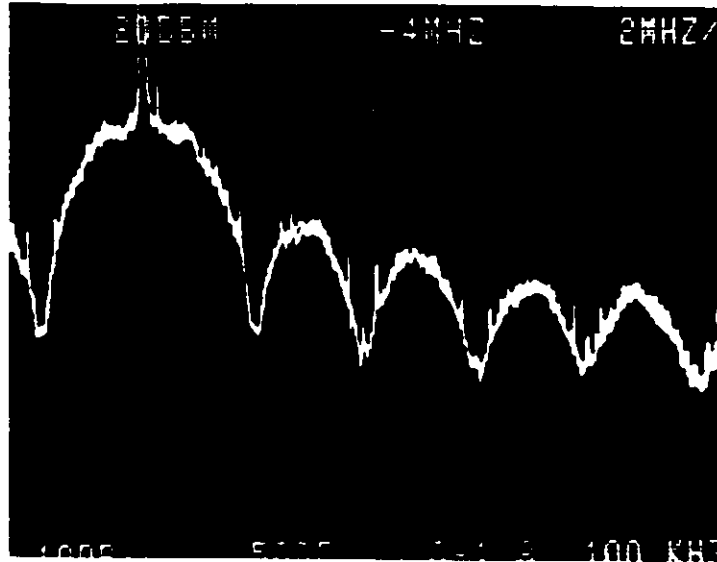


Figure 7.10: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. mesuré en laboratoire à la sortie de l'encodeur.

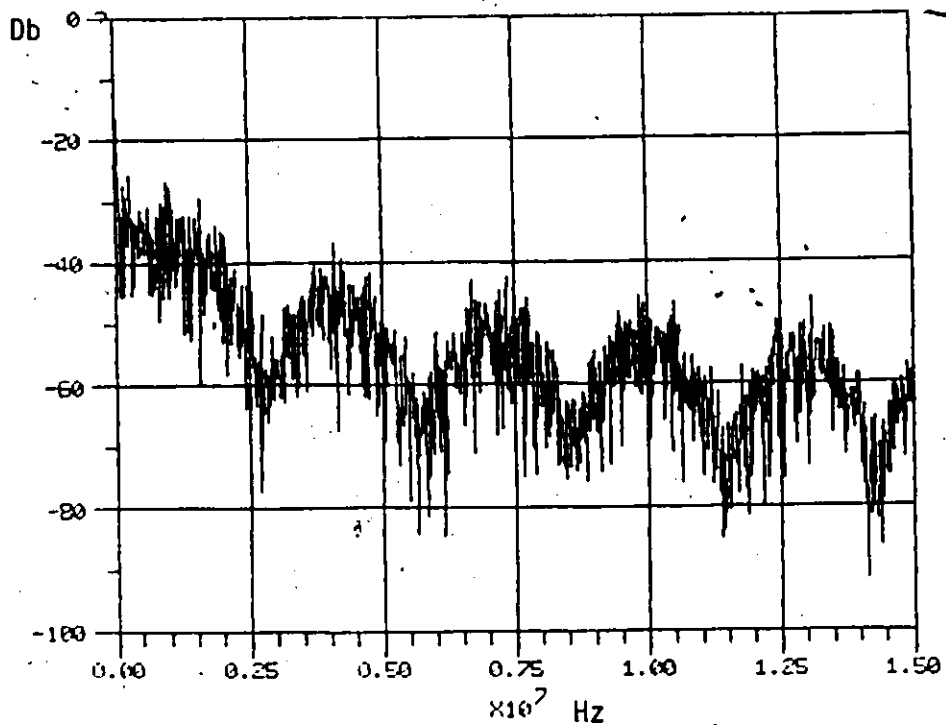


Figure 7.11: Spectre de données duobinaires à 5.72 Mb/s. obtenu par simulations.

7.3.2 Transmission à 5.72 Mb/s.

Nous comparerons maintenant les diagrammes en oeil des signaux binaire et duobinaire obtenus d'abord en laboratoire puis par simulations. Ces comparaisons sont effectuées d'après le signal modulé sur le canal 3 et démodulé en mode synchrone d'une part et avec le signal traité par l'ensemble Tx-Rx d'autre part. Ces canaux ne sont pas identiques mais suffisamment semblables pour que la comparaison soit valable.

Le tableau 7.1 présente les caractéristiques de l'oeil pour ces signaux. La similitude des résultats est excellente.

Tableau 7.1: Tableau comparatif entre les caractéristiques de l'oeil de signaux binaire et duobinaire à 5.72 Mb/s. obtenus en laboratoire et par simulations.

Type de signal	Hauteur %	Largeur %	Niveau de suroscillations %
Signal duobinaire			
- en laboratoire	36	89	8
- par simulations	38	86	10
Signal binaire			
- en laboratoire	76	84	22
- par simulations	76	90	20

A la figure 7.12 nous pouvons comparer l'oeil d'un signal duobinaire transmis à 5.72 Mb/s. en laboratoire avec celui obtenu par simulations. Notons l'allure générale qui est semblable et la dissymétrie verticale de l'oeil obtenu en laboratoire. Cette dernière est due à la présence de délai de groupe dans notre système réel. Le canal simulé a un délai de groupe nul.

Nos deux systèmes nous offrent donc des résultats compatibles.

7.3.3 Transmission à 8 Mb/s.

Le même type de comparaison a aussi été fait sur le signal transmis à 8 Mb/s. sur les mêmes canaux. La concordance des résultats, présentés au tableau 7.2, est encore très bonne. Le seul point de désaccord notable est la largeur de l'oeil du signal binaire. Celle-ci est beaucoup moindre dans le cas réel que pour le cas simulé, ce qui s'explique encore par l'effet du délai de groupe présent dans le système réel.

Tableau 7.2: Tableau comparatif entre les caractéristiques de l'oeil de signaux binaire et duobinaire à 8 Mb/s. obtenus en laboratoire et par simulations.

Type de signal	Hauteur %	Largeur %	Niveau de suroscillations %
Signal duobinaire			
- en laboratoire	36	83	13
- par simulations	37	81	16
Signal binaire			
- en laboratoire	26	52	29
- par simulations	27	81	24

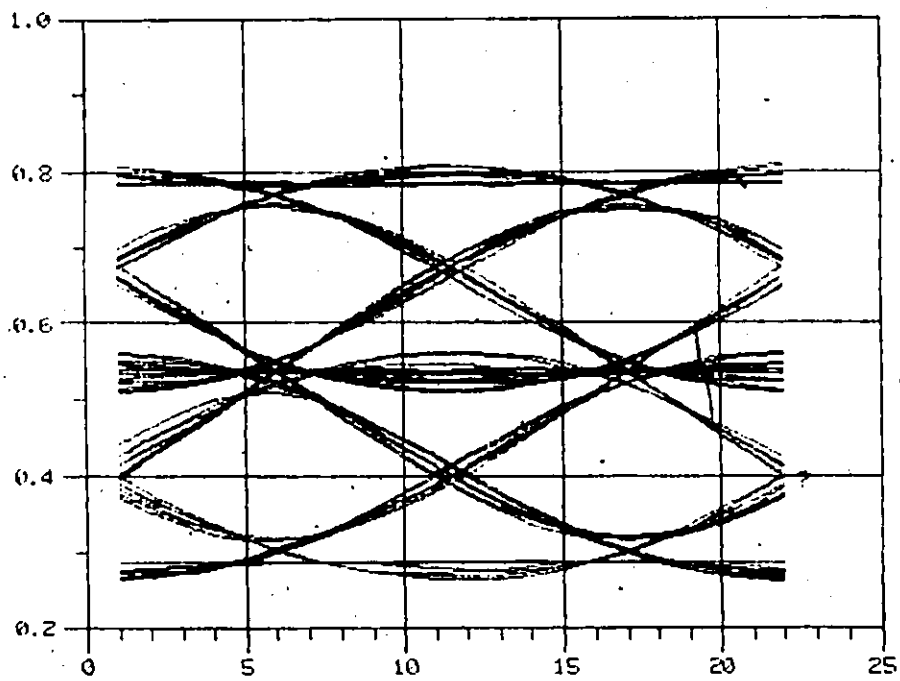
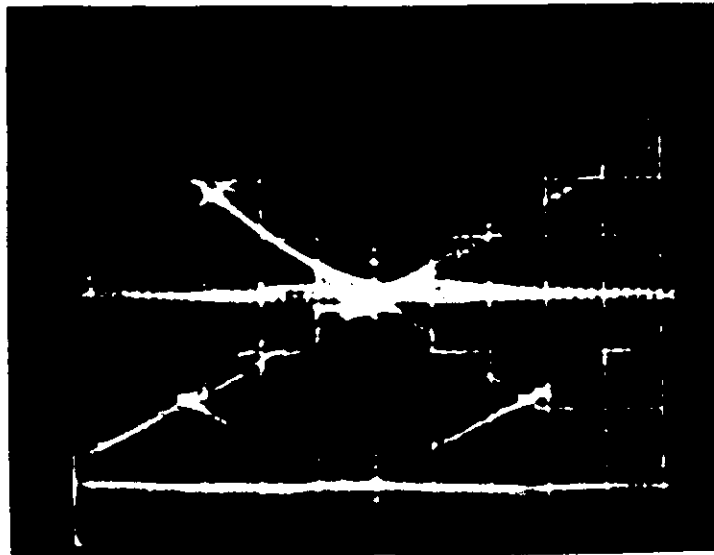


Figure 7.12: Comparaison du diagramme d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 5.72 Mb/s.
A) En laboratoire
B) Par simulations

La figure 7.13 permet de comparer les deux diagrammes en oeil du signal duobinaire transmis à 8 Mb/s. La ressemblance est excellente ici encore.

7.3.4. Transmission à 10 Mb/s.

Notre dernière comparaison est réalisée pour le signal duobinaire transmis à 10 Mb/s. sur les mêmes types de canaux. A ce taux, l'oeil du signal binaire est tout à fait fermé tant au laboratoire que lors des simulations.

Les caractéristiques de l'oeil du signal duobinaire sont présentées au tableau 7.3 tandis que la figure 7.14 permet de comparer le diagramme en oeil des deux signaux.

Tableau 7.3: Comparaison du signal duobinaire transmis à 10 Mb/s. en laboratoire et par simulations. L'oeil du signal binaire est tout à fait fermé à ce taux.

Signal duobinaire	Hauteur %	Largeur %	Niveau de suroscillations %
En laboratoire	26	63	18
Par simulations	23	80	14

Nous pouvons donc encore conclure que nos deux systèmes nous offrent des résultats assez près les uns des autres pour les considérer comme valables.

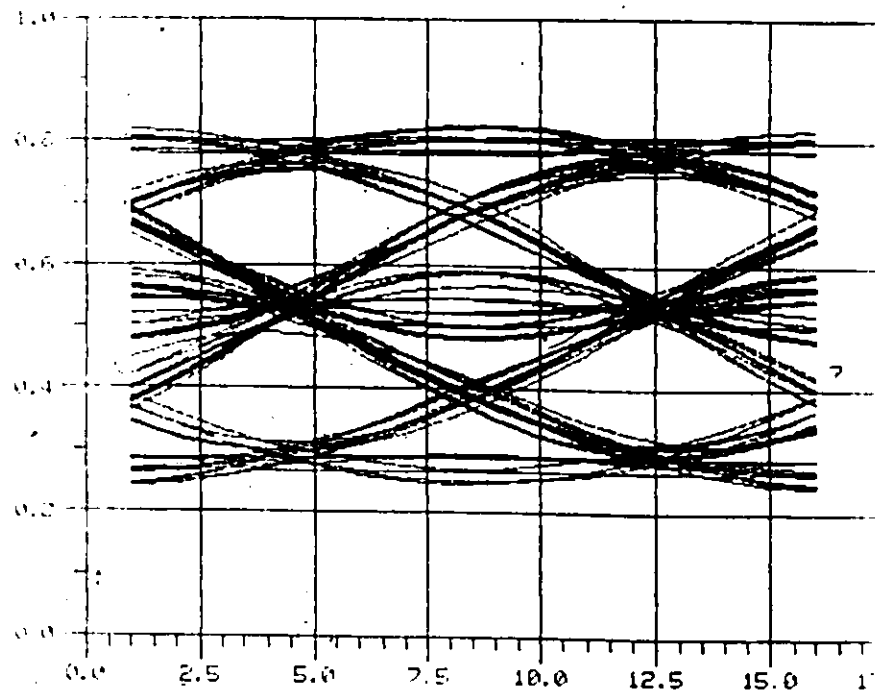
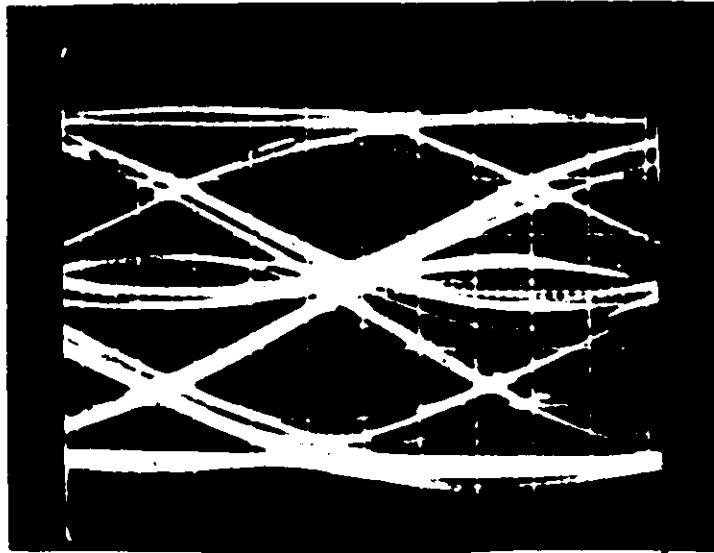


Figure 7.13: Comparaison de diagrammes d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 8 Mb/s.
A) En laboratoire
B) Par simulations

8

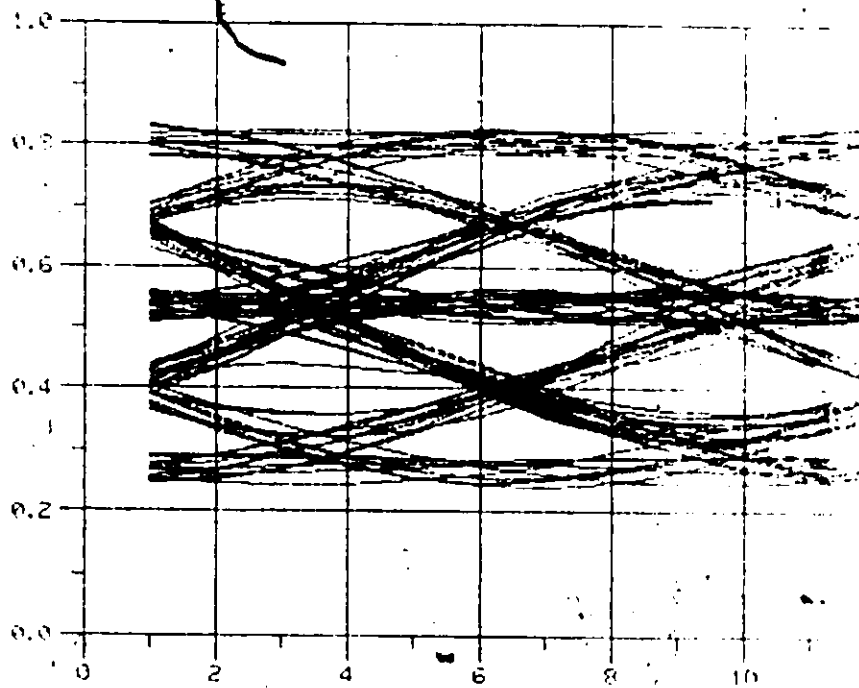
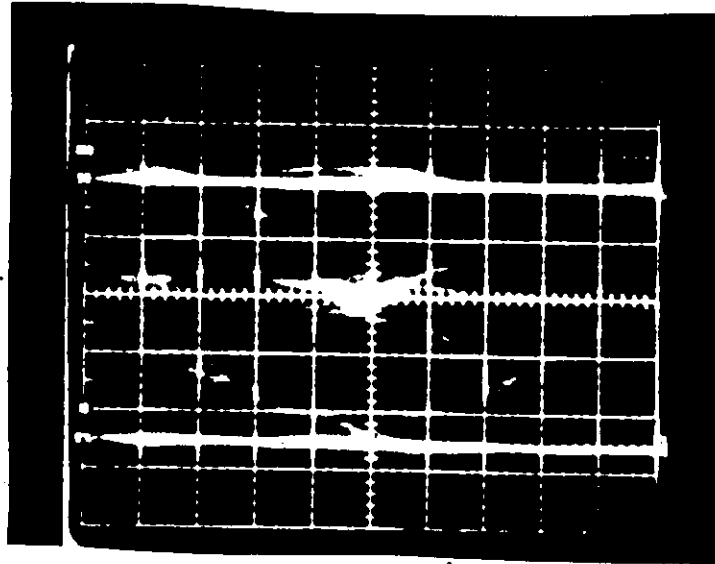


Figure 7.14: Comparaison de diagrammes d'oeil d'un signal duobinaire transmis à 10 Mb/s.
A) En laboratoire
B) Par simulations

7.4 Sommaire et conclusion

Au cours de ce dernier chapitre, nous avons présenté nos travaux réalisés en laboratoire.

Les performances des systèmes binaire et duobinaire ont été étudiées à 5.72 Mb/s., et nous avons trouvé que pour ce taux le signal binaire offre de meilleures performances que le signal duobinaire.

La situation est différente pour un taux de transmission à 8-Mb/s. En effet à ce taux nous avons démontré la supériorité du signal duobinaire. Nous avons aussi remarqué la plus haute résistance de ce signal aux distorsions du canal par rapport à celles du signal binaire.

Enfin nous avons voulu montrer la validité de nos mesures en laboratoire et de nos simulations sur ordinateur en comparant les diagrammes d'oeil obtenus dans les deux cas. Les similitudes étaient excellentes.

Les résultats obtenus sont donc prometteurs. D'autres travaux seraient cependant nécessaires pour rendre le système télétexte duobinaire opérationnel.

Le recouvrement d'horloge au récepteur devrait être étudié dans le cas du système duobinaire. Les techniques possibles pour le télétexte binaire devraient être révisées et appliquées pour ce nouveau signal. Le recouvrement d'horloge devrait être facilité du fait que le signal d'horloge au début de chaque ligne télétexte duobinaire est moins affecté par le canal que pour le signal binaire correspondant.

Un circuit permettant aux niveaux de seuil du comparateur du récepteur d'être adaptatif devrait être expérimenté afin de déterminer les problèmes pratiques liés à son implantation, dans le cas d'un signal duobinaire. Nous pourrions ensuite juger de son effet sur les performances du système.

Des mesures de performances devraient être effectuées sur des canaux de télévision réels afin d'en connaître davantage sur le comportement du système dans des circonstances réelles. D'après les résultats obtenus au cours du présent travail, il y a tout lieu de croire que les dégradations subies par le système duobinaire seraient inférieures à celles du système binaire pour des conditions identiques.

Il serait aussi intéressant de vérifier si l'amplitude des données pourrait être supérieure à 70 IRE dans le cas du duobinaire sans causer d'interférences sonores comme c'est le cas pour le signal binaire. Nous n'avons pas effectué cet essai car il nécessite des tests sur plusieurs types de récepteurs de télévision. Etant donné que l'énergie du spectre duobinaire est distribuée différemment, il existe une bonne possibilité que le signal duobinaire ait un niveau d'interférences sonores beaucoup moins élevé. Seuls des tests expérimentaux permettraient de vérifier notre hypothèse.

✓ En conclusion notre travail a permis de prouver expérimentalement le potentiel de cette nouvelle technique lorsque des taux élevés de transmission sont utilisés.

Chapitre 8: Sommaire et conclusion

Après avoir révisé les bases du système de télévision, une description du télétexte s'imposait. Nous avons proposé l'utilisation du duobinaire pour améliorer les performances du système télétexte. Afin de comparer ces deux systèmes, nous avons réalisés des simulations sur ordinateurs et des mesures en laboratoire. Les résultats obtenus confirment la supériorité du système télétexte duobinaire proposé lorsque des taux de transmission élevés sont nécessaires. Ces résultats ne sont pas aussi convaincants que nous l'aurions espéré au début de cette étude car les limites imposées par le système télétexte empêchent d'exploiter le plein potentiel de l'encodage duobinaire. Nous avons cependant montré les avantages de son utilisation.

Un tel système pourrait par exemple être utile pour échanger des données à très haute vitesse à l'intérieur d'un réseau de télévision par câble. Les connaissances acquises nous ont aussi permis de mieux comprendre le télétexte binaire et elles sont aussi applicables à d'autres systèmes de transmission de données, la radio-mobile par exemple [30].

D'autres travaux restent à faire. La détection d'erreur, possible grâce à la redondance intrinsèque du duobinaire, pourrait être intégrée au télétexte. Le décodage du signal duobinaire pourrait être amélioré en utilisant les techniques de "Null Zone Detector" [31] ou de "Maximum Likelihood Decoding" [32]. En laboratoire, les mesures du taux d'erreur en fonction du bruit seraient plus faciles en concevant un système automatisé de mesures. Un microordinateur contrôlerait le niveau de bruit et enregistrerait les taux d'erreur correspondants. Puis à la fin de la série de mesures, il tracerait la courbe du taux d'erreur en fonction du bruit.

En conclusion, ce document saura peut-être répondre aux besoins pratiques des chercheurs et devenir un outil de référence intéressant pour des études ultérieures sur le télétexte.

Références bibliographiques

- [1] Characteristics of Television Systems, CCIR 11/5035, 1981.
- [2] Cahier des charges sur la radiodiffusion 13. Signaux auxiliaires dans l'intervalle de suppression verticale en radiodiffusion télévisuelle. Ministère des Communications, juin 1981.
- [3] Rasmussen, Stu. "Television Operational Measurements Video and RF", Tecktronix, 1979.
- [4] Gluyas, T.M. "Television Demodulators Standards", IEEE Transaction on Consumer Electronics. CE-23-3, août 1977.
- [5] Behrend, W.L. "Performance Comparaison of TV Transmitter RF Demodulators and Home Receivers", IEEE Transaction on Broadcasting BC-17-1, mars 1971.
- [6] Chew, J.R. "Ceefax: Evolution and Potential", BBC Research Department. BBC RD 1977/26, 1977.
- [7] Vivian, R.H. "Enhanced Graphics for Teletext", IEEE Transaction on Consumer Electronics. CE-27-3, août 1981, p. 541.
- [8] Blineau, J., Dublet, G., Noriel, Y., et Vardo, J.C. "DIDON: Diffusion de données par paquets; état de la technique", Centre commun d'étude de télédiffusion et de télécommunication, Document No. 3.80, septembre 1979.
- [9] Numaguchi, Y., Harada, S., Uehara, T. "Experimental Studies of Transmission Bit-Rate for Teletext Signal in the 525-Line Television System", Transaction on Broadcasting, BC-25-4, décembre 1979.
- [10] Storey, J.R., Vincent, A., FitzGerald, R. "A Description of the Broadcast Telidon System", IEEE Chicago Spring Conference on Consumer Electronics, juin 1980.
- [11] O'Brien, C.D., Bown, H.G., Smirle, J.C., Lum, J.F., Kukulka, J.Z. "Telidon Videotex Presentation Level Protocol: Augmented Picture Description Instructions", CRC Technical Note No. 709-E, février 1982.
- [12] "Cahier des charges sur la radiodiffusion 14. Vidéotexte télédiffusé", Ministère des Communications, juin 1981.

- [13] Sablatash, M., Storey, J.R. "Determination of Throughputs, Efficiencies and Optimal Block Lengths for Error-Correcting Scheme for the Canadian Broadcast Telidon System", Canadian Electronic Engineering Journal 5-4, 1980.
- [14] Sousa, E., Pasupathy, S. "Transmitter-Receiver Design for a Teletext Data Transmission System", Canadian Communication and Energy Conference, Montreal, octobre 1982.
- [15] Vincent, A. "A Simulation Study of Teletext Transmission" CRC, février 1983.
- [16] Fockens, P., Eilers, C.G. "Intercarrier Buzz Phenomena Analysis and Cures". Zenith Radio Corporation, 1982.
- [17] Vincent, A. "Audio Buzz Caused by Teletext", CRC, février 1982.
- [18] Lucas, K. "Analysis and Rationalisation of Teletext Field Trial Results". ED Report 116/76 Independent Broadcasting Authority, 1976.
- [19] Ciciora, W., Sgrignoli, G., Thomas, W. "A Tutorial on Ghost Cancelling in Television System". IEEE Transaction on Consumer Electronic, février 1979.
- [20] Shahid Qureshi. "Adaptive Equalisation". IEEE Communication Magazine, mars 1982.
- [21] Goyal, S.K., Armfield, S.C. "Reception of Teletext Under Multipath Conditions". IEEE Transaction on Consumer Electronics. CE-25-3, juillet 1979.
- [22] Voorman, J.O., Snider, P.J., Barth, P.J. "A One-Chip Automatic Equaliser for Echo Reduction in Teletext". IEEE Transaction on Consumer Electronics. CE-27-3, août 1981.
- [23] Kallaway, M.J., Mahadeva, W.A. "Ceefax: Optimum Transmitted Pulse Shape", BBC RD 1977/15.
- [24] Lender, A. "Correlative Digital Communication Techniques", IEEE Transaction on Communications Technique, décembre 1964, pp. 128-134.
- [25] Kabal, P., Pasupathy, S. "Partial Response Signalling", IEEE Transaction on Communication, septembre 1975, pp. 921-934.

- [26] Lender, A. "Correlative Techniques and Applications to Digital Radio Systems", Chap. 7, Feher, K., "Digital Microwave Communications", Prentice-Hall, 1979.
- [27] Lucky, R.W., Saltz, J., Weldon, E.J., "Principles of Data Communications", McGraw-Hill, 1968.
- [28] Thomson, W.E., "The Synthesis of the Network to Have a Sine-Squared Impulse Response", IEEE Transaction, 1952.
- [29] Vincent, A. "BS-14 Pulse Shaping Requirements". CRC, décembre 1982.
- [30] Elnoubi, S., Gupta, S. "Error Rate Performance of Noncoherent Detection of Duobinary Coded MSK and TFM in Mobile Radio Communication Systems". IEEE Transactions on Vehicular Technology, 30-2, mai 1981, pp. 62-76.
- [31] Smith, J.W. "Error Control in Duobinary Data System by Means of a Null Zone Detector". IEEE Transaction on Communication Technique, 16-6, décembre 1968, pp. 825-830.
- [32] Kobayashi, H. "Correlative Level Coding and Maximum Likelihood Decoding". IEEE Transaction on Information Theory, 17-5, septembre 1971, pp. 586-594.
- [33] Cominetti, M., d'Amato, P., Stroppiana, M. "Teletext: A Theoretical Study on the Choice of Coding System and Bit-Rate". Radiotelevisione Italiana Technical Report no. 78161E, 1978.
- [34] Tanton, N.E. "Ceefax: Tests on Three Possible Choices of Secondary Code". British Broadcasting Corporation, Report RD1975/18, juin 1975.
- [35] Croisier, A. "Introduction to Pseudoternary Transmission Codes". IBM Journal on Research and Development, juillet 1970.
- [36] Shanmugam, K.S. "Digital and Analog Communication System". John Wiley & Sons, 1979.
- [37] BTS Teletext Subcommittee EIA Interim Report. Décembre 1981.