

# **Centre de recherches sur les communications**

*Théorie et méthodes pour la conception des formes  
d'impulsion pour télétexte télédiffusé*

*M. Sablatash, IEEE  
J.H. Lodge, IEEE, et  
K.W. Moreland*

*RAPPORT CRC N° 1405*

TK  
5102.5  
C673f  
#1405

IC

Ottawa, octobre 1986



*Théorie et méthodes pour la conception des formes d'impulsion  
pour télétexte télédiffusé*

M. Sablatash, IEEE,  
J.H. Lodge, IEEE, et  
K.W. Moreland\*

Industry Canada  
Library - Queen  
  
SEP - 4 2012  
  
Industrie Canada  
Bibliothèque - Queen

RAPPORT CRC N° 1405

OTTAWA, OCTOBRE 1986

**AVERTISSEMENT**

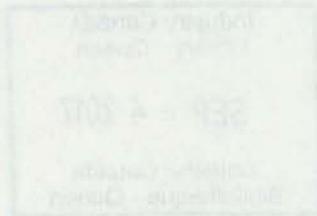
Ces renseignements sont fournis sous réserve que  
les droits de propriété et de brevets seront protégés.

COMMUNICATIONS CANADA  
C R C  
~~OCT 19 1987~~  
LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE

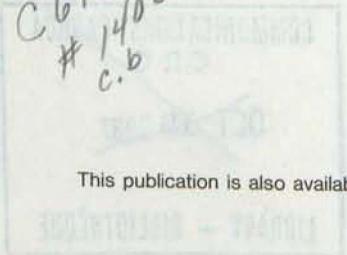
\* M. Sablatash et J.H. Lodge travaillent au Centre de recherches sur les communications, ministère des Communications, gouvernement du Canada, C.P. 11490, Succursale H, Ottawa (Ontario) K2H 8S2, Canada. K.W. Moreland travaille chez Miller Communications Systems Ltd., 300, Legget Drive, Kanata (Ontario) K2K 1Y5 ainsi qu'au département d'informatique et des systèmes, Université Carleton, Ottawa (Ontario) K1S 5B6, Canada.

Théorie et méthodes pour la conception des bases d'impression  
pour les textes techniques

M. J. G. G. G. G. G.  
M. J. G. G. G. G. G.  
M. J. G. G. G. G. G.



TK  
5102.5  
C.673  
#1405  
c.b



This publication is also available in English.

© Ministere des Approvisionnement et Services Canada 1987  
N° de cat. Co24-3/2-1405F  
ISBN 0-662-94508-5

## TABLE DES MATIÈRES

SOMMAIRE .....	1
I. INTRODUCTION .....	2
II. LE MODÈLE DE CANAL DE TÉLÉTEXTE TÉLÉDIFFUSÉ .....	4
III. RÉSUMÉ DES OBJECTIFS D'ENSEMBLE DE MISE EN FORME DES IMPULSIONS ..	6
IV. CONTRAINTES ET IMPLICATIONS DES CRITÈRES DE NYQUIST ET DE LEURS DÉRIVÉS .....	7
V. ANALYSE DE LA THÉORIE, DES CONCEPTIONS ET MÉTHODES UTILISÉES POUR LA MISE EN FORME DES IMPULSIONS DE TÉLÉTEXTE .....	9
A. Analyse des approches analytiques et numériques .....	9
B. Approches de modélisation et de simulation .....	10
C. Approches expérimentales .....	12
VI. AUTRES CONTRAINTES ET CONSIDÉRATIONS PRATIQUES D'ORDRE TECHNIQUE.	14
A. Déphasage et récupération de porteuse .....	14
B. Propagation par trajets multiples .....	14
C. Effets de la forme des impulsions sur le bourdonnement sonore .....	15
VII. FORMES AMÉLIORÉES D'IMPULSIONS BOUT-À-BOUT ET D'ÉMISSIONS.....	18
A. Mise au point d'une forme améliorée d'impulsions bout-à-bout .	18
B. Quelques perspectives sur les gains réalisables par une conformation des impulsions .....	22
C. Résultats de simulation de la forme des impulsions [13] .....	23
VIII. AUTRES TRAVAUX .....	27
IX. CONCLUSION .....	29
REMERCIEMENTS .....	32
FIGURES .....	33
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	54



## SOMMAIRE

Ce rapport a pour objet premier de décrire, sous leurs aspects théorique et pratique, les contraintes, facteurs à considérer et méthodes techniques pour la conception des formes d'impulsions pour la télédiffusion de télétexte en Amérique du Nord; il décrit aussi la conception et le rendement de nouvelles formes d'impulsions soit globales (bout-à-bout), soit émises. Les principes et idées énoncés ici concernent la radiodiffusion mais s'appliquent également à la transmission par satellite et par câble des signaux de télétexte télédiffusé. Le rapport décrit d'abord le modèle de télétexte télédiffusé, puis résume les objectifs d'ensemble de la conception des formes d'impulsions. Il décrit ensuite les contraintes et considérations fondamentales de la théorie de Nyquist et des critères dérivés, puis examine en détail les contraintes pratiques et techniques des formes d'impulsions de télétexte. Le rapport analyse la théorie et les méthodes de conception pour la mise en forme des impulsions de télétexte, et passe notamment en revue des approches analytiques non encore appliquées à ce problème, ainsi que des approches numériques. Il décrit aussi des approches de modélisation et de simulation, dont un nouveau programme de simulation précise. On y décrit la conception de formes améliorées d'impulsions émises ou globales; leur performance est évaluée et comparée à celle des autres formes courantes d'impulsions. Le document offre une certaine perspective des gains que permet d'atteindre la conformation des impulsions.

## I. INTRODUCTION

Ce rapport a pour thème la conception des formes d'impulsions pour les systèmes de télédiffusion de télétexte en Amérique du Nord. Bien que l'orientation principale de ce document vise les problèmes de mise en forme des impulsions pour la transmission de télétextes radiodiffusés, de nombreux principes ou idées s'appliquent à la transmission par câble ou par satellite ainsi qu'aux systèmes qui ne sont pas nord-américains.

Il faut également remarquer que ce document porte, plus généralement, sur la conception des formes d'impulsions pour la transmission de données par les canaux de télévision. Comme les voies téléphoniques et câblées, ces canaux n'avaient pas été à l'origine conçus pour la transmission de données. Ils ont donc des particularités et présentent des contraintes qui doivent être étudiées et auxquelles les formes d'impulsions et d'autres caractéristiques doivent être adaptées. Cependant, alors que les voies téléphoniques et câblées ont fait l'objet d'études assez poussées pour la transmission de données, ce qui a permis de trouver de nombreuses solutions à bien des problèmes, on trouve relativement peu d'ouvrages publiés sur la transmission des données par les canaux de télévision. Pourtant, les canaux de télévision offrent de grandes possibilités pour la transmission sur large bande.

Les spécifications NABTS (North American Basic Teletext Specifications) [1] précisent que les données numériques peuvent être transmises pendant l'intervalle de suppression verticale du signal analogique, sur une ou plusieurs lignes comprises entre les lignes 10 et 21 de la trame 1 et les lignes correspondantes de la trame 2. De plus, pour la transmission par trame entière, on peut utiliser toutes les lignes, sauf les neuf premières lignes de synchronisation de chaque trame. La structure des lignes de données est représentée à la figure 1. Le taux binaire est de 5 727 272 bits par seconde, ce qui correspond à  $8/5$  de la fréquence de sous-porteuse de chrominance, qui est égale à 3 579 545 Hz.

Malgré le grand nombre d'études sur la mise en forme des impulsions pour la transmission de télétexte, on n'a pas déterminé de formes d'impulsions pour les données de télétexte codées sans retour à zéro de l'amplitude. Ceci est dû à la variabilité des réponses en fréquence et des caractéristiques de bruit des émetteurs, canaux et récepteurs de télévision. Ce document décrit et analyse la théorie et les méthodes de conception des formes d'impulsions pour les systèmes de télédiffusion de télétexte, en tenant compte des nombreuses contraintes techniques, qu'elles soient théoriques ou pratiques. Voici un bref aperçu du contenu du rapport.

La section II décrit le modèle de canal de diffusion de télétexte. La section III résume les objectifs d'ensemble pour la mise en forme des impulsions. La section IV décrit les contraintes et considérations tirées de la théorie de Nyquist et de ses critères dérivés [2] à [4], [22]. La section V passe en revue la théorie, la conception et les méthodes de conformation des impulsions de télétexte. Les sujets traités comprennent une analyse des approches analytiques et numériques, de modélisation et de simulation. Le document examine une théorie qui n'a pas encore été appliquée au problème de la conformation des impulsions de télétexte, mais

dont l'application pourrait être envisagée. Il convient en particulier de noter les travaux de Hill [5] à [9] et de Franks [10] qui peuvent s'appliquer à la transmission des données à modulation d'amplitude à l'aide d'une bande latérale résiduelle ou d'autres schémas de modulation, et qui peuvent servir à analyser les effets liés à la courte durée d'échantillonnage et aux erreurs de phase de la porteuse. On trouve une brève description d'un des modèles les plus complets de simulation par ordinateur qui ont été mis au point jusqu'à présent pour la diffusion de télétexte [11] à [13]. Le programme de simulation de ce modèle utilise la probabilité d'erreur comme critère plutôt que les paramètres des diagrammes en oeil. D'autres approches de modélisation et de simulation sont également étudiées dans cette section.

La section VI présente d'autres contraintes et considérations pratiques et techniques: déphasage et récupération de porteuse, effets de la propagation par trajets multiples et des formes d'impulsion sur le bourdonnement sonore. La section VI présente des formes améliorées d'impulsions globales et transmises puis fait une évaluation et une comparaison détaillée à partir des résultats de la simulation par ordinateur. Elle montre qu'une nouvelle forme d'impulsion, qui compense les caractéristiques moyennes des récepteurs, donne des résultats supérieurs. Cette section parle également des gains que permet d'atteindre la mise en forme des impulsions. La section VIII décrit d'autres travaux pouvant être entrepris sur la mise en forme des impulsions. Elle comprend une formulation générale de programmation stochastique non linéaire du problème de mise en forme des impulsions avec des suggestions pour modéliser le bourdonnement. La compensation, fixe ou adaptative, est brièvement étudiée à divers endroits, surtout à la section IV pour la compensation fixe et à la section VII pour la compensation adaptative. La section IX constitue la conclusion.

## II. LE MODÈLE DE CANAL DE TÉLÉTEXTE TÉLÉDIFFUSÉ

La figure 2 illustre les diverses fonctions de transfert équivalentes en bande de base, composant le modèle "bande de base" pour la transmission de télétexte [11], [12], [14].  $P(f)$  est la fonction de transfert du filtre d'émission de télétexte, qui, agissant au niveau de la bande de base, a une réponse impulsionnelle purement réelle.  $T(f)$  est la fonction de transfert équivalente en bande de base du filtre d'émission de télévision. Elle comprend les effets du filtre FI de l'émetteur, des filtres de zone, du filtre d'harmoniques et de tout compensateur fixe (mais en général réglable). Puisque cette réponse en fréquence doit être asymétrique par rapport à la fréquence de porteuse, son équivalent en bande de base aura une réponse impulsionnelle complexe.  $H_c(f)$  est la fonction de transfert équivalente en bande de base du canal, y compris la propagation par trajets multiples et les antennes d'émission et de réception. Dans les équations ci-après,  $H_c(f)$  représente la fonction de transfert équivalente nominale du canal dans la bande de base, en l'absence de propagation par trajets multiples (on suppose souvent que  $H_c(f)$  est égale à l'unité si l'on ne dispose pas de renseignements suffisamment détaillés sur le canal).  $P$  correspond au nombre de voies de propagation,  $C_p$  au gain de propagation complexe et  $T_p$  au retard de voie. Les angles des gains de propagation complexes tiennent compte de tout déphasage dans la porteuse récupérée (qui à son tour, est fonction du canal).  $R(f)$  est la fonction de transfert équivalente en bande de base du filtre de réception de télévision. Puisque cette réponse en fréquence doit être asymétrique par rapport à la fréquence de la porteuse, sa fonction de transfert équivalente en bande de base aura une réponse impulsionnelle complexe.  $L(f)$  est la fonction de transfert du filtre de réception de télétexte. Ce filtre, qui agira probablement à la bande de base, aura une réponse impulsionnelle réelle. Il est bon que ce filtre reste assez simple.

La fonction de transfert entre l'entrée du filtre d'émission de télétexte dans la bande de base et la sortie du filtre de réception de télétexte dans la bande de base peut s'écrire:

$$H(f) = H(f) \left[ \sum_{p=1}^P c_p e^{-j2\pi f T_p} \right] \quad (1)$$

où

$$H(f) = P(f)T(f)\hat{H}_c(f)R(f)L(f) \quad (2)$$

La fonction de transfert du canal, qui tient compte des effets de propagation par trajets multiples, peut en fait s'exprimer de la manière suivante:

$$H(f) = \hat{H}_c(f) \left[ \sum_{p=1}^P c_p e^{-j2\pi f T_p} \right] \quad (3)$$

On considère en premier lieu la fonction de transfert du canal  $H(f)$  sans trajets multiples (2) car, comme on le verra à la section VII, l'amélioration du rendement en présence d'une propagation par trajets multiples ne devrait pas venir compliquer la mise en forme des impulsions. Toutefois, la discussion qui suit s'applique également en grande partie aux canaux à propagation par trajets multiples, c'est-à-dire à  $\hat{H}(f)$  de l'équation (1).

La fonction de transfert donnée par l'équation (2) peut être décomposée en deux composantes, soit une composante symétrique

$$H_I(f) = \frac{1}{2}[H(f) + H^*(-f)] \quad (4)$$

et une composante antisymétrique

$$H_Q(f) = \frac{1}{2}[H(f) - H^*(-f)] \quad (5)$$

La symétrie globale de  $H_I(f)$  par rapport à  $f=0$  garantit que la réponse impulsionnelle correspondante est purement réelle.  $H_I(f)$  représente la fonction de transfert équivalente en bande de base du canal en phase. C'est sur  $H_I(f)$  que l'on effectue la mise en forme des impulsions. La transformation inverse de (4) donne  $h_I(t)$ , la réponse impulsionnelle réelle.

### III. RÉSUMÉ DES OBJECTIFS D'ENSEMBLE DE MISE EN FORME DES IMPULSIONS

En principe, les objectifs d'ensemble de mise en forme des impulsions sont les suivantes [12], [15]:

- (1) Minimiser la probabilité d'erreur binaire sous réserve que les autres objectifs de conception soient atteints.
- (2) La surmodulation, à la sortie de l'émetteur et du canal de bande de base du récepteur, devrait être limitée à des niveaux acceptables.
- (3) La mise en forme des impulsions devrait mener à des spécifications compatibles avec les spécifications actuelles de télévision.
- (4) La forme globale des impulsions devrait être suffisamment robuste en présence de propagation par trajets multiples.
- (5) Il est souhaitable que les exigences de réception restent les plus simples possible. Notamment, tout aspect nécessairement complexe et toute spécification nécessairement stricte devraient être si possible transférés du côté émetteur.
- (6) La largeur de bande devrait être limitée à la largeur vidéo NTSC de 4,2 MHz.

Un objectif clé de la mise en forme des impulsions est de garder la plus grande partie de l'énergie des impulsions dans plusieurs périodes du lobe principal, la raison essentielle étant liée à la possibilité de réalisation. Il est en effet beaucoup plus facile de faire une bonne approximation d'une réponse symétrique de courte durée que d'une réponse impulsionnelle à front long et à traîne longue. De plus, une réponse compacte présente des avantages pour la récupération de phase de base des bits [12], [15].

Un des objectifs déjà mentionnés de mise en forme des impulsions est la minimisation de la surmodulation (et de la sousmodulation) [12], [15] à [17] à la sortie de l'émetteur et à la sortie du récepteur à bande de base. On étudie d'abord la surmodulation à la sortie de bande de base du récepteur. Il existe plusieurs raisons pour lesquelles la surmodulation à la sortie du récepteur doit être limitée: notamment pour éviter une fausse synchronisation qui se produit lorsque le récepteur de télévision confond les suroscillations avec les impulsions de synchronisation, et aussi pour la visibilité du retour du spot (bien que cette dernière ne soit probablement qu'une fonction relativement faible de la surmodulation). On a également accusé les suroscillations excessives de provoquer un bourdonnement sonore, mais il semble que l'on ne connaisse pas encore très bien les sources de bourdonnement sonore [18], [19]. Il existe aussi une relation entre la taille des suroscillations et les effets de la propagation par trajets multiples, mais il s'agit probablement d'un effet assez faible dû à la bande latérale résiduelle du système d'émission.

#### IV. CONTRAINTES ET IMPLICATIONS DES CRITÈRES DE NYQUIST ET DE LEURS DÉRIVÉS

On peut utiliser n'importe quel critère de Nyquist comme point de départ pour la mise en forme, l'émission et la réception de signaux [2]. Le choix du critère utilisé dépend de considérations pratiques. Pour chacun des critères de Nyquist, on peut trouver des facteurs de forme pour les parties réelle et imaginaire de la fonction de transfert globale, avec une symétrie appropriée par rapport à la limite inférieure de la bande de fréquence de Nyquist,  $1/2T$ , permettant une transmission sans distorsion dans des largeurs de bande allant jusqu'à  $1/T$ , [2] ou dans des largeurs de bandes illimitées [20], [21].

À la sortie de tous les récepteurs de télétexte télédiffusé qui ont été conçus jusqu'à présent, les décisions sont prises par échantillonnage, en principe au pic de chaque impulsion de donnée, de sorte que le premier critère de Nyquist soit satisfait pour une transmission sans distorsion. Ou bien, on peut concevoir les récepteurs de sorte qu'ils utilisent le second ou le troisième critère de Nyquist pour prendre une décision quant aux impulsions reçues. Il semble que le fait d'utiliser le second critère de Nyquist ne présenterait pas d'inconvénient [3]. Cependant, la probabilité d'erreur est plus grande lorsqu'on utilise le troisième critère de Nyquist pour la détection des signaux que lorsqu'on fait un échantillonnage instantané et que l'on utilise le premier ou le second critère de Nyquist [22], [23]. Pour des raisons théoriques et de réalisation, les récepteurs de télétexte télédiffusé devraient donc être conçus de sorte que la forme globale des impulsions vérifie de près le premier critère de Nyquist, ce qui, en principe, garantit qu'il n'y ait pas d'interférence intersymbole au pic de chaque impulsion de sortie.

Avec une largeur de bande de  $B$  Hz, une période de  $T$  secondes et une vitesse en baud égale à  $R=1/T$ , le premier critère de Nyquist exige que la largeur minimale de bande soit  $B_{\min}=R/2=1/(2T)$  pour qu'il n'y ait pas d'interférence intersymbole. L'excès de largeur de bande est égal à  $B-B_{\min}$  [6], [17], que l'on peut exprimer sous forme de fraction de  $B_{\min}$ , par  $\gamma=(B-B_{\min})/B_{\min}$ .  $\gamma$  s'appelle aussi facteur de diminution, souvent exprimé en pourcentage.

Pour qu'il n'y ait pas d'interférence intersymbole,

$$h_I(kT) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (6)$$

Si la condition (6) est satisfaite, alors le premier critère de Nyquist exige que [20], [21]

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} H_I(f + \frac{k}{T}) = T. \quad (7)$$

Dans les références [20] et [21], on établit l'équation

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} (-1)^k H_I(f + \frac{k}{T}) = T \cos \pi f T \quad (8)$$

qui doit être satisfaite pour que le deuxième critère de Nyquist soit valide.

Bien que l'on utilise le premier critère de Nyquist comme critère de base pour la détection des signaux dans les systèmes de télétexte télédiffusé, il faudrait aussi vérifier de près le deuxième critère de Nyquist pour pouvoir en déduire une horloge de récupération de rythme pour l'échantillonnage du train d'impulsions avec une instabilité minimale des impulsions [22], pour maximiser la largeur du diagramme en oeil et essayer de minimiser la surmodulation [16], [17]. Les ouvrages [16] et [17] montrent que le premier critère de Nyquist doit être satisfait si l'on veut obtenir une hauteur maximale de l'oeil et que le second critère de Nyquist doit être satisfait pour obtenir une largeur de l'oeil égale à 100%. Comme le mentionnent les références [12] et [15], il n'est pas possible de satisfaire à la fois le premier et le second critère de Nyquist, sauf si la largeur de bande du canal est égale ou supérieure au taux de symbole.

Pour la spécification NABTS, la largeur de bande du canal est égale à 0,735 fois le taux de symbole. Il est donc clair que le premier et le second critère de Nyquist ne peuvent pas être satisfaits en même temps. On a donc proposé une approche qui consiste à satisfaire le premier critère de Nyquist tout en minimisant l'erreur sur le second [17].

Si l'on peut définir les composantes moyennes des fonctions d'amplitude et de phase du canal de télétexte, on peut concevoir une compensation fixe qui vérifie le premier et le second critère de Nyquist. D'autres analyses des critères de Nyquist et de leurs dérivés figurent dans les ouvrages [2], [20] à [22], [24] et [25].

## V. ANALYSE DE LA THÉORIE, DES CONCEPTIONS ET MÉTHODES UTILISÉES POUR LA MISE EN FORME DES IMPULSIONS DE TÉLÉTEXTE

La conception de formes d'impulsions appropriées aux systèmes de transmission de télétexte télédiffusé a bien sûr été étudiée depuis les débuts de la télédiffusion de télétexte [26], [27] à [32]. À un certain stade au cours de ces études, il a fallu choisir le paramètre de diminution  $\gamma$  d'une réponse en fréquence cosinus à hausse, en faisant une optimisation sur ce paramètre. La théorie fondamentale montre bien sûr que si le choix d'une impulsion cosinus à hausse est assez correct pour l'impulsion globale, il ne peut être correct pour une forme d'impulsion émise. Cette optimisation consiste souvent à modéliser un système de télétexte télédiffusé, à faire des simulations à l'aide d'un nombre relativement faible de formes d'impulsions distinctes et à choisir celles qui donnent le diagramme en "oeil" le plus satisfaisant. Ce n'est que dans la modélisation d'extension et la simulation effectuées dans les études [11] à [13], [33] à [36], que la probabilité d'erreur à la sortie du récepteur sert de critère de rendement.

### A. Analyse des approches analytiques et numériques

Sousa et Pasupathy [16], [17], [37], [38] ont été les premiers à tenter une approche analytique (avec les diagrammes en oeil produits par un modèle de simulation par ordinateur) et ont trouvé une forme d'impulsion globale (c.-à-d. bout-à-bout) qui répond à un ensemble de critères raisonnables. Leur modèle est assez idéalisé et ne permet pas de trouver la meilleure forme d'impulsion émise. Ils ont utilisé diverses combinaisons des quatre critères suivants pour obtenir la forme d'impulsion globale: (a) maximiser l'ouverture de l'oeil (équivalent au critère I de Nyquist); (b) maximiser la largeur de l'oeil (équivalent au critère II de Nyquist); (c) minimiser la pente du diagramme en oeil autour des points d'échantillonnage (pour minimiser les erreurs de durée d'échantillonnage); et (d) minimiser la surmodulation dans la réponse impulsionnelle à l'entrée du récepteur. Leur modèle présente les inconvénients suivants:

- (1) La réponse en fréquence du récepteur, supposée rectangulaire, n'est pas représentative des récepteurs de télévision courants.
- (2) La fonction de transfert du canal est supposée égale à l'unité alors qu'en fait, elle peut varier considérablement.
- (3) Le modèle ne tient pas compte des fonctions types d'émetteur.
- (4) La surmodulation à la sortie de l'émetteur n'est pas envisagée correctement étant donné les hypothèses (1) et (2).
- (5) La forme d'impulsion recommandée n'est pas réalisable.
- (6) La réponse de phase nulle pour la réponse de fréquence n'est pas justifiée.
- (7) Les effets de la transmission par bande latérale résiduelle ne sont pas expliqués.

Néanmoins, leurs travaux ont répondu à bien des questions en ce qui concerne la forme appropriée d'impulsion globale, et constituent un bon point de départ pour les études utilisant des réponses de systèmes pratiques. Leur étude est également l'un des rares projets qui adoptent une approche analytique pour la mise en forme des impulsions de télétexte.

Des travaux analytiques avaient déjà été faits sur des problèmes connexes de mise en forme des impulsions mais il ne semble pas que l'on ait sérieusement exploité les explications, principes et résultats de ces travaux.

La théorie visant à minimiser la surmodulation a été établie dans l'ouvrage [39]. Avec un taux d'échantillonnage de  $R=1/T$ , la surmodulation est minimale si la dérivée de la réponse impulsionnelle est nulle à  $t=0 + nT$ , pour  $n=1, 2, 3, \dots$ . Sousa et Pasupathy imposent la condition  $h'(t)=\bar{0}$  pour  $t=0$ .

Franks [10] a montré comment concevoir les formes d'impulsions pour minimiser les erreurs de synchronisation des bits et de phase de porteuse tout en vérifiant le premier critère de Nyquist, pour des impulsions à modulation d'amplitude transmises sur des canaux à bande latérale unique (BLU) et Hill [6] a étendu ses travaux à la BLR (bande latérale résiduelle). Dans les références [7], [8] et [9], Hill étend cette étude à la conception de formes optimales d'impulsion pour la transmission de données sur des canaux choisis au hasard à l'aide de signaux quelconques à deux dimensions avec un critère d'erreur quadratique moyenne et un critère de probabilité d'erreur. Il donne des exemples de mise en forme optimale lorsque le canal a une distorsion de retard quadratique, une pente d'atténuation et des erreurs combinées de phase de porteuse et de synchronisation.

Fan [40] a décrit des méthodes numériques pour la conception des filtres d'émission de données. Un bref exposé des méthodes et résultats d'optimisation d'un système à bande de base avec bruit gaussien et canal fixe et connu, et des techniques de compensation adaptative lorsque le canal n'est pas connu, sont donnés à la référence [24] et résumés à la référence [14].

Ceci termine l'exposé des approches analytiques connues.

## B. Approches de modélisation et de simulation

Les approches de modélisation et de simulation, qui sont populaires, utilisent couramment les étapes suivantes:

1. Supposer une forme d'impulsion émise cosinus à hausse avec facteur de diminution précisé (cette hypothèse est, bien sûr, théoriquement incorrecte).
2. Modéliser le système de télétexte télédiffusé à partir de l'émetteur jusqu'au récepteur, en utilisant les données disponibles, et écrire un programme informatique de simulation pour la réalisation du modèle.

C'est cette approche qui a été suivie dans [26] et dans [29] à [32]. Ng [30] a simulé et étudié un certain nombre de formes d'impulsions autres que cosinus à hausse.

Nous avons bien sûr peu de raisons de supposer que l'impulsion émise doit être une impulsion cosinus à hausse, mis à part le fait qu'elle est lisse et bien connue. Toutefois, il est clair que l'on a effectivement besoin d'une impulsion émise préaccentuée pour les caractéristiques moyennes d'émetteur, de canal et de récepteur (dans la mesure où l'on peut déterminer ces caractéristiques par des mesures) de sorte que l'impulsion bout-à-bout à la sortie du récepteur ait les caractéristiques correctes.

Ng [30] a utilisé certaines analyses et de nombreuses simulations par ordinateur (avec ou sans propagation par trajets multiples) et des critères fondés essentiellement sur la forme du diagramme en oeil, pour recommander une impulsion émise en cosinus à hausse avec facteur de diminution égal à  $\gamma=0,50 - 0,60$ . À l'aide de simulations par ordinateur, il a comparé des impulsions émises de formes diverses: en cosinus à hausse, linéaire, en arc tangente et à diminution par paliers. Aucune de ces impulsions n'est préaccentuée pour tenir compte des caractéristiques de récepteur et autres caractéristiques rencontrées sur le trajet.

Notons que Ng a obtenu une limite supérieure de probabilité d'erreur à partir de mesures de diagrammes en oeil. Il a également étudié la sensibilité d'instabilité, il a modélisé la propagation par trajets multiples et a décrit quelques problèmes d'estimation ainsi que des compensateurs assez simples d'adaptation (probablement trop simples pour les systèmes pratiques). Cet ouvrage analyse également le bourdonnement interporteuse et le niveau d'injection du signal de télétexte.

D'autres modèles poussés et détaillés ont été mis au point par Fockens [31]. Il utilise trois signaux de données émises, ayant chacun la même séquence de données, mais des spectres différents avec des facteurs de diminution en cosinus à hausse égaux à  $\gamma=0,55, 0,70$  et  $1,00$ , et une amplitude nominale de signal sans retour à zéro, de 100 unités IRE. Il s'est servi des hauteurs de diagrammes en oeil et des suroscillations comme critères de rendement. Les simulations ont été faites avec ou sans propagation par trajets multiples (que Fockens appelle fantômes). Il a, entre autres, soumis à la simulation deux modèles d'émetteur, deux modèles de récepteur FI et deux types de second détecteur. Il a mis au point des modèles de télétexte télédiffusé par répéteur, de télétexte câblodiffusé par processeur hétérodyne et de télétexte câblodiffusé par démodulateur. La référence [31] montre de nombreux diagrammes en oeil. Il n'y a pas de préaccentuation des effets du récepteur et d'autres caractéristiques du système. De plus, les simulateurs de Fockens ou de Ng n'utilisent pas de modèle de bruit mais tous deux ont utilisé des modèles à bande de base complexes dans leurs simulations. Fockens [18], [19] a étudié les effets du bourdonnement interporteuse et il semble être le seul à avoir réalisé des simulations sur ordinateur pour étudier ces effets.

Dans leurs premières simulations par ordinateur, Vincent [26] et Pittarelli [32] n'ont pas utilisé de modèles complexes à bande de base et n'ont pas inclus les modèles de bruit. Vincent [26] a obtenu les tracés de hauteur

de diagrammes en oeil, largeurs de diagramme en oeil et suroscillations, en fonction des facteurs de diminution des impulsions cosinus à hausse, pour diverses réponses en amplitude du récepteur et divers retards de groupe. Il recommande d'utiliser une impulsion cosinus à hausse avec facteur de diminution  $\gamma=1.00$ , mais il s'est aperçu que les simulations utilisant des caractéristiques réelles mesurées de canal TV ne dépendent pas fortement du facteur de diminution. Ses travaux ne comportent pas de préaccentuation pour les caractéristiques de récepteur ou de canal.

Pittarelli [32] a utilisé un modèle de bande de base réelle sans bruit et des facteurs de diminution d'impulsions émises en cosinus à hausse égaux à 55%, 70% et 100% pour étudier les effets de la limitation de bande, des ondulations de la réponse en fréquence, des retards de groupe et des échos. Il ne fait aucune recommandation quant à la valeur du facteur de diminution.

Les références [11] à [13], [15], [33] à [36] décrivent le modèle de bande de base le plus détaillé et le plus complet qui ait été créé jusqu'à présent. Il est représenté à la figure 3. Ce modèle a été utilisé dans les études très approfondies de simulation par ordinateur portant sur divers aspects de la conception des récepteurs de télétexte, notamment la détection quasi-synchrone, et divers modèles de limiteurs et de synchronisation d'horloge. De nombreux modèles de bruit ont été utilisés, notamment le bruit thermique et bruit impulsionnel, ainsi que des canaux avec ou sans propagation par trajets multiples. Les effets des divers codes de correction d'erreur et de la compensation adaptative ont également été étudiés à l'aide de simulations par ordinateur. Une particularité importante est l'utilisation de la probabilité d'erreur à la sortie du récepteur comme critère de rendement au lieu des caractéristiques de diagrammes en "oeil", bien que l'on ait utilisé ces caractéristiques pour valider le modèle par rapport aux travaux effectués par d'autres chercheurs [36].

Comme on le verra à la section VII, une forme d'impulsion globale (bout-à-bout) a été établie et une forme d'impulsion émise préaccentuée a été incorporée au modèle de simulation par ordinateur. Ces simulations ont permis de vérifier la supériorité de cette forme d'impulsion par rapport à l'impulsion cosinus à hausse avec un facteur de diminution de 100% [13], comme on le verra en détail à la section VII.

Étant donné le manque de données relatives à la réponse impulsionnelle complexe, un modèle de propagation par trajets multiples aléatoire basé sur la théorie électromagnétique a été créé pour le programme de simulation par ordinateur.

### C. Approches expérimentales

La référence [41] est un article assez récent, d'orientation pratique, qui décrit les résultats expérimentaux avec impulsions émises gaussiennes ou en cosinus à hausse et taux de diminution de 100% et 70% pour les systèmes de télétexte britanniques fonctionnant à 6,9375 Mb/s. La comparaison de ces trois formes d'impulsion émise a permis de montrer que le filtre cosinus à hausse à facteur de diminution de 70% présentait quelques avantages.

Vincent [26] et Pittarelli [32] ont tous deux utilisé des mesures pour valider leurs simulations.

Les expériences utilisant des mesures expérimentales sont évidemment beaucoup plus onéreuses que les simulations par ordinateur, bien que l'on doive obtenir des données appropriées pour que ces simulations soient crédibles.

## VI. AUTRES CONTRAINTES ET CONSIDÉRATIONS PRATIQUES D'ORDRE TECHNIQUE

### A. Déphasage et récupération de porteuse

Une considération d'ordre pratique découle du déphasage  $\theta$ , qui peut être dû à une récupération de porteuse non idéale [5], [10], [12], [15]. La composante antisymétrique (5) représente la fonction de transfert du canal en quadrature, et la réponse impulsionnelle correspondante est purement imaginaire. Si le déphasage est noté  $\theta$

$$\hat{H}(f) = c_1 H(f) \quad (9)$$

où  $|c_1| = 1$  et  $\arg(c_1) = \theta$ . La réponse impulsionnelle en phase qui en résulte est

$$h_\theta(t) = (\cos\theta)h_I(t) - (\sin\theta)h_Q(t) \quad (10)$$

où  $h_I(t)$  et  $H_I(f)$  sont les réponses impulsionnelles correspondant à  $H_I(f)$  et  $H_Q(f)$  respectivement. On voit donc que même si la forme d'impulsion "globale" satisfait le premier critère de Nyquist, il peut y avoir une interférence intersymbole considérable due à une récupération de porteuse non idéale parce que les zéros de  $h_Q(t)$  ne seront pas aux emplacements souhaités. Cette observation entraîne que les caractéristiques de rendement du détecteur quasi-synchrone peuvent être fortement non optimales à cause du déphasage de porteuse. Ce phénomène a été étudié dans [12], [13] et [15] pour les récepteurs de télétexte et plus généralement dans [6] et [10]. On note dans les références [12] et [15] que l'asymétrie de bande latérale due à la "pente de Nyquist" du filtre FI du récepteur peut entraîner un important déphasage variable dans le temps. Il faut donc essayer de maintenir ou de rétablir l'asymétrie de bande latérale par rapport à la porteuse avant la récupération de porteuse ([12], [15], [42]). Notons que les effets des erreurs de synchronisme et du déphasage de porteuse sont étudiés dans [5] pour la modulation de hauteur d'impulsion sur bande latérale résiduelle (BLR).

### B. Propagation par trajets multiples

On étudie ensuite les effets de la propagation par trajets multiples. L'équation (1) peut s'écrire sous la forme

$$\hat{H}(f) = \sum_{p=1}^P c_p H(f) e^{-j2\pi f T_p} \quad (11)$$

La réponse en phase qui en résulte peut s'exprimer sous la forme

$$h_{mp}(t) = \sum_{p=1}^P a_p h_I(t-T_p) - \sum_{p=1}^P b_p h_Q(t-T_p) \quad (12)$$

où

$$a_p = |c_p| \cos\theta_p \quad (13)$$

$$b_p = |c_p| \sin\theta_p \quad (14)$$

Notons qu'il est possible que le gain de la propagation directe ne soit plus égal à un et que sa phase ne soit plus nulle, parce que la propagation par trajets multiples affecte la phase de la porteuse et la commande automatique de gain. On peut faire plusieurs observations à partir de l'équation (12); en particulier, avec une transmission sur bande latérale résiduelle, la distorsion du canal en phase due à la propagation par trajets multiples est formée de deux composantes, "la propagation par trajets multiples du canal en phase" et "la propagation par trajets multiples du canal en quadrature". On lit dans la référence [17] que "les suroscillations devraient être minimisées", afin de minimiser les "effets de la propagation par trajets multiples". Il n'est pas difficile de montrer que le pic de suroscillation du signal en phase idéal va permettre de définir une limite supérieure de fermeture du diagramme en oeil, qui est due à la composante "de propagation par trajets multiples du canal en phase". Toutefois, la suroscillation de pic ne semble pas directement liée à la fermeture du diagramme causée par la propagation par trajets multiples du canal en quadrature. Il existe donc une relation entre la suroscillation de pic et la sensibilité à la propagation par trajets multiples, mais cette relation semble être relativement faible.

### C. Effets de la forme des impulsions sur le bourdonnement sonore

Fockens et Eilers [18] et Fockens [19] ont étudié les effets de la forme des impulsions sur le bourdonnement sonore en utilisant des impulsions émises à taux de diminution 55%, 70% et 100% cosinus. Les références [14] et [15] font une analyse du même problème. Les références citées ne faisant pas partie d'ouvrages en circulation libre, nous en donnons ici un bref résumé. Il convient cependant de présenter brièvement les termes "modulation incidentelle de phase (MIP)" et "MIP de pente de Nyquist" [18], [43]. Comme il est expliqué dans [18], un bourdonnement apparaît lorsque les composantes vidéo à modulation de phase de la porteuse image sont transférées au canal porteur du son. Les composantes de suppression et de synchronisation produisent un bourdonnement caractéristique. Une liste des neuf sources possibles de MIP figure à la référence [18].

La référence [15] explique que les causes les plus fréquentes de bourdonnement sonore sont la modulation incidentelle de phase de pente de Nyquist et la modulation incidentelle de phase dues aux non-linéarités dans l'amplificateur de puissance de l'émetteur. Or, la forme des impulsions peut avoir un effet sur ces deux phénomènes [19]. Une procédure analytique portant sur ces deux causes de bourdonnement a été décrite. Si une suite de données relativement longue et "aléatoire" est transmise, le signal qui arrive à l'amplificateur de puissance de l'émetteur aura une transformée de Fourier d'amplitude identique à celle illustrée à la figure 4. Les domaines de fréquence qui sont critiques, en ce qui concerne le bourdonnement sonore, sont représentés par des traits interrompus. En général, une non-linéarité crée une distorsion de la réponse en fréquence du signal. Bien sûr, il n'est pas souhaitable que la distorsion entraîne une chute d'énergie du signal dans le canal de son lui-même. De même, il n'est pas souhaitable que cette distorsion entraîne une antisymétrie conjuguée complexe (c'est-à-dire la partie réelle de la transformée de Fourier est antisymétrique et sa partie imaginaire symétrique) dans la bande passante du circuit de récupération de porteuse parce que ceci

correspondrait à une modulation de phase de la porteuse qui serait transférée au signal audio par le circuit de récupération de porteuse [18]. Malheureusement, les amplificateurs de puissance ne peuvent pas être en général modélisés par une caractéristique statique entrée/sortie [18] (c'est-à-dire, la non-linéarité n'est pas sans mémoire et son niveau de sortie ne peut être représenté par un polynôme à l'entrée). On peut utiliser des techniques plus générales de modélisation, qui permettent de modéliser des non-linéarités avec mémoire, comme les séries Volterra ou le modèle Wiener [44].

La non-linéarité entraîne en général un brouillage du spectre des données. Le signal sortant de l'amplificateur de puissance non linéaire a donc de l'énergie dans le canal son, bien que le signal qui entre dans l'amplificateur n'en ait pas. L'effet de ce signal sur le canal son est semblable à celui de l'addition d'un bruit gaussien.

En plus de l'étalement du spectre dû à la non-linéarité, l'asymétrie par rapport à la porteuse mérite notre attention. Ce type de dégradation comprend la conversion couramment notée MA-MP. On fait ensuite brièvement mention de la modulation incidentelle de phase de "pente de Nyquist". La transformée de Fourier du signal sortant du filtre de récepteur FI est fortement asymétrique et peut donc être décomposée en composantes symétrique et antisymétrique (4) et (5). La composante antisymétrique correspond au spectre de signal qui est en quadrature avec la porteuse. La figure 5(a) représente une composante antisymétrique type et la figure 5(b) représente la transformée de Fourier du signal en quadrature qui est "passé" par le circuit de récupération de porteuse. (On suppose que tout signal en phase qui est dans la bande passante du circuit de récupération de porteuse est supprimé par un limiteur.) Dans tous les cas qui nous intéressent, l'énergie de ce signal sera faible par rapport à l'énergie de la porteuse. Par conséquent, on peut utiliser l'approximation des petits angles  $\theta \sin\theta$  pour montrer que la figure 5(b) représente également la transformée de Fourier de la modulation incidentelle de phase de "pente de Nyquist". Après la discrimination de fréquence (c'est-à-dire différenciation de la phase), le spectre de puissance de l'interférence résultante aura une caractéristique  $f^4$  et sera donc une interférence à prédominance haute fréquence. Cependant, on peut quelque peu remédier à cette situation à l'aide d'un filtre atténuateur et passe-bas de bande vocale. Il faut noter que la modulation incidentelle de phase de pente de Nyquist ne dépend que d'une bande relativement étroite (centrée sur la porteuse) du signal reçu et de la pente de Nyquist du filtre FI du récepteur. Par conséquent, l'ampleur de bourdonnement sonore induit par la pente de Nyquist dépend seulement d'une bande étroite au centre de la réponse en fréquence de l'impulsion globale de télétexte. Rappelons ici, que selon le premier critère de Nyquist, toutes les formes d'impulsions globales qui nous intéressent ont un gain à peu près uniforme et un retard de groupe constant dans cette région. Le choix de la forme d'impulsion globale aura donc très peu d'effet sur le niveau de bourdonnement sonore causé par modulation incidentelle de phase de "pente de Nyquist" pour les systèmes à détection cohérente ou quasi-cohérente.

L'asymétrie causée par la non-linéarité entraîne une modulation de phase de la porteuse exactement de la même façon qu'une modulation incidentelle de phase de pente de Nyquist. Il est fortement improbable que le degré d'asymétrie due à la non-linéarité soit comparable à celui causé par le filtre FI du récepteur car il faudrait alors que la non-linéarité soit si forte que l'amplificateur serait pratiquement inutilisable pour la transmission des signaux de télévision ou de télétexte. On suppose donc que la modulation incidentelle de phase due à l'amplificateur de puissance non linéaire est négligeable par rapport à la modulation incidentelle de phase de "pente de Nyquist" pour les systèmes de télévision à détection cohérente ou quasi-cohérente. Il est également improbable que l'étalement du spectre soit une source importante de bourdonnement sonore. On peut donc conclure que le choix de la forme d'impulsion globale aura peu d'effet sur le degré de bourdonnement causé par modulation incidentelle de phase pour des systèmes utilisant une détection cohérente ou quasi-cohérente.

Les conclusions qualitatives qui viennent d'être faites en ce qui concerne les effets des formes d'impulsions sur le bourdonnement entre porteuses sont appuyés par les calculs détaillés du rapport signal/bourdonnement qui ont été effectués par Fockens [19], bien que ces calculs semblent correspondre aux détecteurs d'enveloppe.

## VII. FORMES AMÉLIORÉES D'IMPULSIONS BOUT-À-BOUT ET D'ÉMISSION

### A. Mise au point d'une forme améliorée d'impulsions bout-à-bout

Dans les ouvrages de Sousa et Pasupathy [16], [17], certaines propriétés du diagramme en "oeil" (hauteur de l'oeil et largeur de l'oeil) ont été utilisées comme facteurs de mérite pour diverses formes d'impulsion. Dans cette section, le profil de l'oeil sera également utilisé d'abord pour la comparaison, ensuite pour la probabilité d'erreur. La justification de l'emploi du profil de l'oeil est donnée dans [16] et [17]. La fonction de transfert, la réponse impulsionnelle et le diagramme de l'oeil qui correspondent à une forme d'impulsion presque identique à celle précisée dans BS-14 (la spécification d'origine du système canadien de télétexte télédiffusé [45]) sont illustrés respectivement aux figures 6(a), 6(b) et 6(c). Dans le cadre de cette discussion, on suppose que les niveaux de crête du signal de télétexte dans le récepteur doivent être maintenus dans des limites spécifiées. On notera également qu'il y aura une limitation des niveaux de signal à l'émetteur, comme on l'a vu à la section III. Aux fins de la conception des formes d'impulsions bout-à-bout ou globales, on supposera que la contrainte de crête à la sortie du récepteur s'applique. Étant donné cette contrainte de crête, un facteur de mérite raisonnable est le rapport entre l'ouverture de l'oeil et le niveau du signal crête-à-crête (c'est-à-dire  $a/c$ ), tel qu'illustré à la figure 6(c). Dans l'idéal,  $a/c$  sera égal à 1. Cependant, cela exige une largeur de bande au moins égale au taux de symbole (par exemple, la fonction de transfert triangulaire de [16], [17] et [39]). Une certaine dégradation de ce facteur de mérite doit donc être acceptée à cause de la contrainte de 4,2 MHz de la largeur de la bande de télétexte. Pour la forme d'impulsion de la figure 6(a),  $a/c$  est d'approximativement 0,65 (-3,7 dB). Ce ratio, accompagné de la largeur de l'oeil, pour la figure 6 et d'autres figures examinées dans cette section, apparaît au tableau ci-dessous. La largeur de l'oeil, qui est un autre

TABLEAU

COMPARAISON DES DIAGRAMMES EN FORME D'OEIL

Type de diagramme	Figure	$a/c$	$a/c$ (dB)	Largeur de l'oeil
BS-14 canadien	6(a)-6(c)	0,65	-3,7	0,9
Recommandé dans [16], [17]	6(d) & 6(e)	0,75	-2,5	0,83
Avec fenêtre, sans limite de bande (Eq. 15)	7(a)	0,82	-1,7	0,9
Avec fenêtre et limite de bande (Eq. 16)	7(b)	0,77	-2,3	0,89

facteur de mérite important, est d'environ 0,9. On se rappellera que la limitation de la largeur de bande empêche que l'on obtienne simultanément le 1<sup>er</sup> critère de Nyquist et une largeur de l'oeil égale à 1, ce qui équivaudrait à satisfaire le 2<sup>e</sup> critère de Nyquist.

Sousa et Pasupathy [6], [17] ont obtenu leur forme recommandée d'impulsion globale en trouvant celle qui minimisait l'erreur quadratique selon le 2<sup>e</sup> critère de Nyquist, sous réserve de satisfaire le 1<sup>er</sup> critère de Nyquist. Les figures 6(d) et 6(e) illustrent respectivement la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle qui correspondent à cette forme d'impulsion. Pour cette forme d'impulsion, a/c est d'environ 0,75 (-2,5 db) et la largeur de l'oeil est d'environ 0,83 [16], [17]. Une partie de la largeur de l'oeil a donc été sacrifiée, tandis que a/c s'est amélioré d'à peu près 1 dB. Bien que la forme d'impulsion recommandée par Sousa et Pasupathy possède quelques caractéristiques intéressantes, les discontinuités de la fonction de transfert sont problématiques à plusieurs points de vue. Évidemment, il serait difficile, dans la pratique, de réaliser même approximativement une telle forme d'impulsion. De plus, la traîne et le front longs qui résultent de la discontinuité auront tendance à aggraver les problèmes de crête et de largeur de l'oeil. On peut mitiger ces problèmes en appliquant une fenêtre de Hamming [46] à la réponse impulsionnelle de la figure 6(e). Puisque cette fenêtre est tout simplement une multiplication dans le domaine temporel, elle maintient le premier critère de Nyquist. Dans l'idéal, la fenêtre serait relativement étroite de manière à maintenir aussi courte que possible la durée de la réponse impulsionnelle résultante. Cependant, plus la fenêtre est étroite et plus la réponse en fréquence résultante sera floue. Il est donc souhaitable de choisir une fenêtre aussi étroite que possible tout en laissant la plupart de l'énergie du signal dans la largeur de bande de 4,2 MHz NTSC. Un compromis raisonnable entre ces deux considérations a donné la fonction de transfert illustrée à la figure 7(a). Voici l'expression analytique de cette fonction de transfert:

$$\begin{aligned}
 H(f) = & 0,501 + 0,543 \cos [0,54856f] \\
 & - 0,015 \cos [(3)(0,54856)f] \\
 & - 0,035 \cos [(5)(0,54856)f] \\
 & - 0,002 \cos [(7)(0,54856)f] \\
 & + 0,012 \cos [(9)(0,54856)f] \\
 & - 0,003 \cos [(13)(0,54856)f]
 \end{aligned} \tag{15}$$

où  $f$  est en MHz. Cette fonction de transfert est réduite d'environ 20 dB à 4,2 MHz et descend à environ 33 dB à 4,5 MHz. La réponse impulsionnelle correspondante est illustrée à la figure 7(c) (courbe interrompue). Le profil d'oeil correspondant à cette forme d'impulsion est illustré à la figure 7(d) (courbe interrompue). On voit que a/c est d'approximativement 0,82 (-1,7 dB) et que la largeur de l'oeil est d'environ 0,9. Il est intéressant de noter que cette forme d'impulsion donne une amélioration de 2 dB de a/c par rapport à la forme d'onde de la figure 6(c) sans cependant sacrifier la largeur de l'oeil. Le sommet relativement plat du profil de l'oeil suggère à l'auteur que la dégradation de -1,7 dB de a/c est probablement très proche de l'optimum pour la largeur de bande donnée. Il tire cette conclusion tentative du fait que, pour un point optimum minimax, il est impossible de "pousser" un point maximum vers le bas sans "pousser"

un autre point maximum vers le haut. Malheureusement, cette forme d'impulsion n'est pas vraiment asservie à une limitation de bande à cause de l'élargissement du spectre par la fenêtre de Hamming. Le gain est réduit de 33 dB à la porteuse son de 4,5 MHz. Cette valeur est probablement trop élevée, particulièrement une fois que l'on a éliminé par division la "fonction de transfert nominale du récepteur". Il semble donc raisonnable de considérer une fonction de transfert similaire à celle donnée dans (15), mais qui serait asservie plus strictement à la limitation de bande. Une telle fonction de transfert réalisable [46] est donnée par:

$$\begin{aligned}
 H(f) &= 0,501 + 0,543 \cos [0,54856f] \\
 &\quad - 0,015 \cos [(3)(0,54856)f] \\
 &\quad - 0,035 \cos [(5)(0,54856)f] \\
 &\quad - 0,002 \cos [(7)(0,54856)f] \\
 &\quad + 0,012 \cos [(9)(0,54856)f] \\
 &\quad - 0,003 \cos [(13)(0,54856)f]; \quad |f| \leq 4,0 \text{ Mhz} \\
 H(f) &= -0,1883 |f|^2 + 1,125 |f| - 1,3045; \quad 4,0 \leq |f| \leq 4,4 \text{ MHz} \\
 H(f) &\approx 0 \quad ; \quad |f| \geq 4,4 \text{ MHz}
 \end{aligned} \tag{16}$$

où  $f$  est en MHz. Cette fonction de transfert est illustrée à la figure 7(b). La réponse en fréquence est identique à celle de la figure 7(a), jusqu'à 4,0 MHz, et elle reste encore identique, à 5,0 dB près, à 4,2 MHz. Toutefois, après 4,2 MHz, la fonction de transfert de la figure 7(b) diminue très rapidement et elle est effectivement nulle lorsqu'elle se trouve à 100 kHz de la porteuse son. La réponse impulsionnelle correspondante est illustrée à la figure 7(c) (courbe continue). Cette réponse impulsionnelle est presque impossible à distinguer de celle de la figure 7(c) (courbe interrompue), sauf que ses surmodulations et sous-modulations sont légèrement plus importantes et que sa traîne ne s'estompe pas tout aussi rapidement. La figure 7(c) (courbe continue) montre clairement qu'un filtre transversal d'ordre relativement bas permet de bien approximer cette fonction de transfert. Le profil de l'oeil est illustré à la figure 7(d) (courbes continues). Pour cet oeil, a/c est approximativement 0,77 (-2,3 dB). Ainsi, les changements apparemment minuscules de la fonction de transfert ont entraîné une perte d'environ 0,5 dB. On notera cependant que cet a/c est encore meilleur d'environ 1,4 dB que celui de la fonction de transfert cosinus à hausse de 100% tronquée, illustrée à la figure 6(a). La hauteur de l'oeil et la largeur de l'oeil pour le profil d'oeil illustré à la figure 7(d) (courbes continues) sont respectivement de 0,96 et 0,89. Ces deux valeurs sont fort acceptables compte tenu de la limitation de la largeur de bande. Vu les caractéristiques généralement bonnes de la fonction de transfert réalisable donnée par (16), cette fonction de transfert est recommandée en tant que fonction de transfert nominale de la forme d'impulsions globale. Cette fonction de transfert globale peut faire l'objet d'une préaccentuation pour la moyenne d'un ensemble de fonctions de transfert du récepteur [29] à [31].

Afin de produire un filtre d'émission raisonnable, il faut supposer une certaine caractéristique nominale pour les récepteurs. Aux fins de la discussion, la réponse d'un récepteur Zenith en cascade avec un piège à son inter-porteuses de 4,5 MHz et avec un seul circuit accordé de compensation

de crête vidéo sera adoptée comme caractéristique nominale [29]. La magnitude de la réponse correspondante est illustrée à la figure 8(a).

En divisant la forme d'onde globale améliorée que donne (16) par la magnitude de la réponse du récepteur, on obtient la forme de l'impulsion améliorée à l'entrée du récepteur. Cette réponse est constituée de la réponse composée incluant les effets du canal (que l'on suppose idéal, pour l'instant), de l'antenne d'émission, du filtre d'harmoniques RF, du filtre FI, du filtre d'émission de télétexte en bande de base, et de la caractéristique  $\sin x/x$  due à la signalisation NRZ. De plus, la réponse en phase (retard de groupe) de la forme d'impulsion émise devrait être telle qu'une fois ajoutée à la réponse en phase (retard de groupe) du récepteur nominal, la résultante soit un retard de groupe constant. Cela a été justifié dans [12], [15]. Si l'on suppose que toutes caractéristiques moyennes de canal sont regroupées avec celles du filtre d'émission, et qu'on doit employer une correction adaptative dans le récepteur pour les variations de canal, c'est la forme d'impulsion composée d'émission de la figure 8(b) qui devrait être spécifiée. On ne devrait pas restreindre le télédiffuseur quant à la manière dont il satisfait à la spécification (c'est-à-dire quelle proportion de la conformation est effectuée au niveau de la bande de base, au niveau FI, etc.). Par exemple, il conviendra peut-être à l'avenir d'insérer les données au niveau FI, afin que la conformation des impulsions puisse se faire au niveau FI (par exemple, au moyen de filtres OAS) et afin que la compensation FI pour les signaux de télétexte et de télévision puisse être exécutée indépendamment.

Il est souhaitable que l'amplitude de crête du signal émis soit confinée à la région où l'amplificateur de puissance est assez linéaire, afin d'éviter la distorsion du signal qui, à son tour, risque d'entraîner une interférence avec la porteuse son [18] et de dégrader le rendement de l'émission de données. De toute évidence, la forme d'impulsion émise affectera l'amplitude de crête du signal émis. La figure 9 présente un schéma illustrant la magnitude d'une réponse possible de l'émetteur. Cette réponse se subdivise en trois régions. La région A est dominée surtout par le filtre FI; par conséquent, cette région n'est pas très affectée par la forme d'impulsion globale. De plus, la plupart de l'énergie émise dans cette région est gaspillée au récepteur, ce qui fait que la caractéristique ici ait très peu d'effet sur le signal de bande de base reçu. Cependant, il n'y a pas beaucoup d'espace de manoeuvre en ce qui concerne la magnitude de la réponse parce qu'elle doit se trouver dans les limites du masque (figure 10) [43]. D'autre part, la réponse en phase (retard de groupe) n'est absolument pas spécifiée dans cette région, ni pour la télédiffusion ni pour le télétexte.

Il sera donc peut-être possible de façonner la réponse de retard de groupe de manière à minimiser l'amplitude de crête du signal émis pour une forme d'impulsion globale et une caractéristique nominale du récepteur données. Bien sûr, pour réaliser ce retard de groupe, il faudrait une compensation FI fixe à l'émetteur. Si une telle approche est éliminée d'emblée par la communauté des télédiffuseurs, le choix de la forme d'impulsion aura alors peu d'effet (pour une forme d'impulsion qui entraîne peu d'interférence) dans cette région, et sa caractéristique restera donc dominée par le filtre FI de l'émetteur. Notons que cette région pourrait avoir un impact

important sur le niveau de signal de crête émis parce qu'il s'agit de la région où la pente du spectre est la plus forte.

Dans la région B, l'impulsion d'émission doit avoir un gain à peu près uniforme, avec une caractéristique de retard de groupe qui soit le complément de la caractéristique de retard de groupe du récepteur nominal, si l'on veut que l'interférence intersymboles soit conservée à un minimum, et si l'on veut que la reconstruction du signal de bande de base à partir du signal résiduel de bande latérale reste relativement exempte de distorsion. Par conséquent, dans cette région (comme dans la région A) il n'y a pas beaucoup de latitude pour réduire le niveau du signal de crête émis en jouant sur la conception de la forme d'impulsion globale.

Enfin, la région C est certainement affectée par le choix de la forme d'impulsion globale. Cependant, elle est aussi fortement affectée par le choix de la caractéristique du récepteur nominal. Le principal point à noter ici est que l'on ne peut pas vraiment inclure le niveau du signal de crête émis dans la conception de la forme d'impulsion globale avant d'avoir choisi une caractéristique du récepteur nominal et avant d'avoir recueilli une collection représentative de réponses en fréquence (magnitude et retard de groupe) du filtre FI d'émission. Les réponses en fréquence mesurées pour le filtre FI d'émission doivent inclure les réponses aux fréquences inférieures à la porteuse vidéo (c'est-à-dire la région A).

Notons qu'une préaccentuation supplémentaire pourrait être effectuée en divisant par les fonctions de transfert d'émission et de canal moyennes, bien que l'on juge que la fonction de transfert de canal est trop variable pour qu'on puisse la compenser, sauf au moyen d'un correcteur adaptatif de phase.

## **B. Quelques perspectives sur les gains réalisables par une conformation des impulsions**

Il importe de rester objectif quant aux gains qu'amèneraient les efforts supplémentaires d'optimisation de la forme d'impulsion globale. Plusieurs formes d'impulsions globales (c'est-à-dire bout-à-bout), dérivées en [16] et [17], sont, dans un certain sens, optimales. Des fenêtres de Hamming ont été appliquées à certaines de ces formes d'impulsions plus promettantes, afin de rendre continues (c'est-à-dire réalisables) leurs fonctions de transfert. Les fonctions de transfert résultantes sont illustrées à la figure 11. Les indices des courbes (c'est-à-dire 2C, 2D, 2E, 2F, 2G) se rapportent à la figure 2 de la référence [17]. La courbe portant l'indice 2E est la fonction de transfert qui est donnée par [15]. Notons que pour la plus grande partie de la gamme de fréquences qui nous intéresse, toutes les courbes se rapprochent de la courbe 2E à 2 dB près (tout au moins jusqu'à ce que le gain tombe en dessous de 10 dB). La similarité de ces fonctions de transfert n'est pas trop surprenante puisque, afin qu'il y ait peu d'interférence intersymboles, il faut que toutes les fonctions de transfert soient approximativement 0 dB de 0 MHz à 1,527 MHz, et de -6 dB à 2,86 MHz. De plus, elles sont toutes sujettes à la même restriction de largeurs de bande et elles doivent toutes être assez lisses. Étant donné qu'une fonction de transfert de forme d'impulsion optimale ne s'écartera probablement pas de plus de 2 dB de la fonction de

transfert nominale recommandée, et vu que l'incertitude sur le canal combiné (c'est-à-dire le matériel émetteur, le trajet de propagation, et le matériel récepteur) dépassera souvent 2 dB, il se peut que l'on en soit déjà au point où l'optimisation de la forme d'impulsion globale a atteint ses résultats maximaux. Les effets de la transmission par trajets multiples ont tendance à dépasser la plupart des avantages qu'offre la conformation des impulsions. On peut démontrer cela en considérant la fonction de transfert due à un trajet direct à gain unitaire et un seul trajet réfléchi, donnée par

$$M(f) = 1 + ce^{-j2\pi fT}. \quad (17)$$

Cette fonction de transfert a des caractéristiques de magnitude et de retard de groupe "ondulées". La figure 12 montre l'ampleur de l'ondulation de la réponse en fréquence (magnitude) en fonction de l'intensité du trajet réfléchi. Même pour un canal à propagation par trajets multiples relativement modeste, composé d'un seul trajet réfléchi dont l'intensité est inférieure de 10 dB à celle du trajet direct, la fonction de transfert globale résultante serait supérieure de 2,4 dB à celle nominale, à certaines fréquences, et inférieure de 3,3 dB à celle nominale à d'autres fréquences. L'analyse ci-dessus suggère qu'une conformation d'impulsions optimale n'est probablement pas une arme efficace contre la propagation par trajets multiples. Cela implique que la forme d'impulsion devrait être conçue pour de bons canaux (c'est-à-dire sans propagation par trajets multiples) et que tout canal sévèrement corrodé par la propagation par trajets multiples devrait faire l'objet d'une correction adaptative de phase au récepteur.

Toutefois, comme l'indiqueront clairement les résultats de la simulation présentés à la sous-section suivante, le rendement est nettement amélioré par une préaccentuation de la forme d'impulsion globale recommandée au moyen de n'importe quelle fonction de transfert moyenne de la combinaison de filtres émetteur-récepteur.

Enfin, comme l'ont montré en détail des études de simulation informatiques, les gains que l'on peut réaliser en améliorant simplement l'estimation c.c. (filtre limiteur) et les circuits de synchronisation, et en utilisant une correction adaptative de phase lorsqu'il y a une propagation par trajets multiples importante, sont considérablement supérieurs au gain que l'on peut obtenir en améliorant la forme des impulsions [13].

### C. Résultats de simulation de la forme des impulsions [13]

Cette section a pour objet d'évaluer l'amélioration de rendement que l'on peut obtenir en utilisant la forme d'impulsion globale recommandée au sous-chapitre VIIA précédent (c'est-à-dire dans (16)). On utilise comme critères tant les enveloppes du diagramme en "oeil" que la probabilité d'erreur. Les caractéristiques des filtres d'émetteur et de récepteur étaient des fonctions de transfert nominales (phase zéro). On a préaccentué la forme des impulsions afin de donner la forme d'impulsion globale voulue avec cette combinaison de filtres émission-réception. La contrainte de contrôle d'amplitude utilisée a maintenu les mêmes

dépassements de crête à la sortie "bande de base" du récepteur que ceux obtenus avec le système BS-14 existant [45]. Compte tenu de cette contrainte, l'amplitude des impulsions de données pour la forme d'impulsion recommandée est supérieure d'un facteur de 1,027 (0,2 dB) à celle de la forme d'impulsion cosinus (BS-14) à hausse de 100% tronquée. Le rapport signal/bruit vidéo est indépendant de l'amplitude de l'impulsion de données, puisqu'il est contrôlé par le signal vidéo crête-à-crête. Par conséquent, il commande uniquement la variation du bruit d'entrée. L'augmentation de l'amplitude de l'impulsion de données entraîne donc une augmentation du rapport effectif signal/bruit de données. En plus de cette augmentation de 0,2 dB du rapport signal/bruit effectif, l'interférence intersymboles est également réduite au moyen de la forme d'impulsion recommandée. On peut voir cela clairement à la figure 13, qui montre l'enveloppe des diagrammes en "oeil" pour la forme d'impulsion cosinus à hausse 100% tronquée et la forme d'impulsion recommandée.

Deux types de décodeurs limiteurs ont été utilisés dans les simulations: le décodeur limiteur à détecteur de pic et le décodeur limiteur moyennneur. Le premier utilise la partie de synchronisation à 2 octets du préambule pour estimer en série le niveau de limitation et la phase d'horloge. Il estime d'abord le niveau de limitation à l'aide des circuits de détection de pic, l'un suivant les excursions les plus positives du signal, l'autre les excursions les moins positives. Ces circuits de détection de pic ont un temps de chargement très bref et un temps d'évanouissement très long. Les signaux de sortie du détecteur de pic subissent un lissage et le niveau de limitation est à mi-chemin entre les deux pics. Une fois le niveau de limitation fixé, le décodeur utilise un seul passage au zéro pour choisir une phase d'horloge parmi plusieurs phases possibles. Comme l'explique la référence [13], cette procédure a plusieurs faiblesses, dont l'une est liée au fait que, dans un environnement à bruit impulsionnel, il est probable qu'il y ait perte de synchronisme lorsqu'une impulsion apparaît dans la partie du signal d'horloge qui précède la fixation du niveau de limitation des impulsions.

Un décodeur limiteur moyennneur calcule la moyenne ou fait une intégration (avec approximation à l'aide d'un filtre passe-bas) du signal reçu pour obtenir une estimation du niveau de limitation des impulsions. Le fait de prendre la moyenne réduit la sensibilité aux interférences d'impulsions. De même, il n'est pas difficile de montrer que pour un signal de données comportant des zéros et des uns en nombres égaux (ex.: la partie de synchronisation d'horloge du préambule) et corrompu par un bruit gaussien blanc, on peut calculer le niveau maximal probable du signal de données en faisant la moyenne, sur la période d'observation du signal reçu.

Les résultats de simulation pour un canal idéal en présence de bruit thermique sont représentés à la figure 14. Pour une récupération idéale de porteuse, l'amélioration de la forme d'impulsion recommandée est à peu près 0,6 dB. Pour le décodeur limiteur moyennneur [13], l'amélioration de la forme d'impulsion recommandée se situe autour de la même valeur (à peu près 0,4 dB). Pour le décodeur limiteur à détecteur de pic [13], l'amélioration de la forme d'impulsion recommandée est environ 0,75 dB. On voit que la sensibilité réduite de pic et la réduction des interférences intersymbole obtenue avec la forme d'impulsion recommandée améliorent quelque peu le

rendement par rapport à l'utilisation d'une forme d'impulsion émise cosinus à hausse 100 % à taux de diminution, pour des canaux idéaux corrompus par un bruit thermique.

La distorsion causée par les trajets multiples est illustrée par un rapport perçu signal désiré/parasite, appelé RTDP, qui sert à estimer la qualité subjective d'une image de télévision [47], [12]. Ce rapport est essentiellement un rapport signal/écho pour lequel on attribue à chaque écho un coefficient approprié tenant compte du retard et de la phase de l'écho.

L'amplitude de l'écho en fonction du retard pour un canal à propagation par trajets multiples et RPDP de 13 dB est représentée à la figure 15A. Les résultats de simulation en présence de bruit thermique sont présentés à la figure 16. Ce canal correspond au seuil d'acceptabilité en ce qui concerne la qualité vidéo de l'image de télévision.

Pour chaque rapport signal/bruit (RSB) vidéo, on calcule le taux d'erreur en faisant la moyenne sur cinq canaux différents pris au hasard. Chaque canal aléatoire a la même caractéristique d'amplitude d'écho en fonction du retard, mais des phases différentes sont attribuées (au hasard) à chaque écho. Pour les deux décodeurs limiteurs (moyenneur et à détecteur de pic), la forme d'impulsion recommandée donne une amélioration notable. Pour des rapports signal/bruit vidéo supérieurs à 30 dB, l'amélioration est d'environ 0,7 dB avec le décodeur moyenneur et d'environ 0,9 dB avec le décodeur à détecteur de pic. Notons que l'amélioration obtenue en propagation par trajets multiples avec un décodeur moyenneur et la forme d'impulsion actuelle cosinus à hausse de 100% tronquée est bien supérieure à l'amélioration obtenue avec la forme d'impulsion recommandée et le décodeur à détecteur de pic actuellement utilisé (dans certains décodeurs de télétexte).

La figure 17(a) représente les résultats de simulation pour un canal à propagation par trajets multiples et de RPDP 20 dB (dont l'amplitude d'écho en fonction du retard est représentée à la figure 15(b)) en présence de bruit thermique. Il faut souligner que la qualité vidéo de ce canal est bien meilleure.

Une amélioration notable (environ 0,6 - 0,9 dB) est obtenue avec la forme d'impulsion recommandée, pour les deux décodeurs (moyenneur et à détecteur de pic). Notons que cela est dû en partie à l'augmentation d'amplitude du signal de données qui peut être transmis lorsque la forme d'impulsion recommandée est utilisée (à cause de la réduction de la surmodulation). La supériorité du décodeur moyenneur est nettement évidente à la figure 17(a).

Les résultats de simulation pour un canal à propagation par trajets multiples et de RPDP 20 dB dans un mélange de bruit impulsionnel et de bruit gaussien (composante impulsionnelle 125,89 fois plus intense que la composante gaussienne) sont présentés à la figure 17(d). Pour le décodeur moyenneur, les résultats obtenus avec la forme d'impulsion recommandée sont légèrement meilleurs qu'avec la forme d'impulsion cosinus à hausse de 100% tronquée. Le décodeur à détecteur de pic donne des

résultats nettement meilleurs avec la forme d'impulsion recommandée. La supériorité marquée du décodeur moyennneur apparaît nettement à la figure 17(b). Les courbes de probabilité d'erreur ont une allure plate, caractéristique des milieux à bruit impulsionnel prédominant. Il est clair que le fait d'améliorer la technique d'estimation du niveau de limitation des impulsions augmente davantage le rendement que le fait de changer de forme d'impulsion pour les canaux à propagation par trajets multiples [13], [36]. On a également tiré une conclusion analogue en ce qui concerne l'amélioration des techniques de synchronisation d'horloge [13], [36].

Enfin, il est intéressant de comparer les résultats obtenus avec un compensateur linéaire adaptatif à 128 prises et espacements de  $T/2$  avec les formes d'impulsion recommandée et cosinus à hausse de 100% tronquée en présence de bruit thermique [13]. Cette comparaison est représentée à la figure 18, qui met en évidence la supériorité du décodeur moyennneur. On avait anticipé l'amélioration obtenue avec la forme d'impulsion recommandée, étant donné l'amplitude plus élevée du signal qui peut être transmis, à cause de la réduction des suroscillations.

En présence de bruit thermique, la compensation linéaire améliore nettement les résultats. Il doit être possible d'obtenir un bon fonctionnement du système avec des rapports signal/bruit vidéo aussi faibles que 30 dB pour des canaux à propagation par trajets multiples proches de la limite de qualité vidéo acceptable. La compensation linéaire n'améliore pas beaucoup le rendement en cas de bruit impulsionnel intense.

Le compensateur linéaire a tendance à créer une rémanence des impulsions, ce qui prolonge leur durée, et annule l'amélioration de rendement obtenue grâce à la réduction de l'interférence intersymbole et des erreurs systématiques du niveau de limitation [13].

Ces remarques viennent conclure la présentation d'une nouvelle forme d'impulsion globale ou émise avec préaccentuation. Cette forme d'impulsion est nettement supérieure à celles qui avaient été proposées, étudiées et utilisées auparavant pour le télétexte télédiffusé. On peut encore l'améliorer en faisant une préaccentuation pour d'autres fonctions de transfert moyennes de canaux entre le dispositif de conformation de l'impulsion à l'émetteur et la sortie du récepteur.

Il faut souligner que la modélisation et la simulation permettent de faire des hypothèses plus réalistes et de mieux refléter les caractéristiques réelles du système que ne le permet l'analyse. Par contre, l'analyse constitue un guide essentiel et explique bien des points permettant d'améliorer la modélisation et les simulations.

## VIII. AUTRES TRAVAUX

Les autres études d'amélioration de la forme des impulsions dépendent des données de mesures obtenues pour les réponses impulsionnelles complexes et les niveaux de bruit, pour un ensemble approprié de canaux de télétexte télédiffusé et de fonctions de transfert d'émetteur et de récepteur. On pourrait trouver la solution ultime au problème en utilisant un programme informatique d'optimisation qui utilise de telles données de mesure.

À partir d'un ensemble de données de mesure ou, à la rigueur, de données provenant de modèles, on peut formuler le problème général de conformation des impulsions comme un problème de programmation stochastique non linéaire, comme on va le voir ci-après [48]. Par des itérations successives sur les coefficients d'une fonction appropriée (par exemple, une fonction spline ou une fonction rationnelle), qui soit une approximation de la forme d'impulsion, on peut trouver la forme d'impulsion à la sortie de l'émetteur telle que la probabilité d'erreur à la sortie du récepteur soit minimisée sur l'ensemble des canaux. Les suroscillations des réponses impulsionnelles  $h_t(t)$ , à la sortie de l'émetteur et  $h_r(t)$  au canal de bande de base du récepteur, peuvent être limitées à des valeurs maximales prescrites (déterminées à partir d'autres calculs pour minimiser, par exemple, le bourdonnement sonore interporteuse). L'impulsion doit satisfaire le critère de réalisation de Paley-Wiener. La puissance maximale d'entrée du canal  $P_s$  est fixe. On doit disposer d'une base de données suffisamment grande de réponses impulsionnelles complexes pour l'émetteur, le canal et le récepteur, ainsi que des caractéristiques de bruit du canal.

Il faut également d'autres études utilisant des données de mesure pour faire une modélisation correcte et évaluer, par simulation à l'ordinateur, les effets des formes d'impulsion sur le bourdonnement sonore. En effet, un tel programme de simulation par ordinateur serait un sous-programme indispensable du programme stochastique non linéaire. À cause des non-linéarités et du nombre de composantes de systèmes qui interviennent, les problèmes liés à la collecte des données et à la simulation par ordinateur sont considérables.

On peut essayer différents types de fenêtres [46] pour obtenir des formes améliorées d'impulsions, comme (15) et (16).

Des recherches supplémentaires s'imposent pour déterminer la sensibilité des formes d'impulsions à la propagation par trajets multiples, à divers types de bruit et à d'autres caractéristiques de canal.

Les travaux de Hill [6] à [9] et de Franks [10] peuvent être exploités pour étudier les effets du filtrage de bande latérale résiduelle et des erreurs de synchronisme binaire et de phase de porteuse.

On n'a pas encore étudié les effets ni l'optimisation des formes d'impulsions pour le STAC (système de télévision à antenne collective) et la diffusion par satellite. Les effets de la forme d'impulsion dans des canaux de télétexte enchaînés ont besoin d'être étudiés.

Il faut évaluer les gains de qualité et de portée à la réception dus aux formes d'impulsions améliorées, pour que l'on puisse estimer les compromis techniques à consentir. Les compromis de compensation fixe et de compensation adaptative doivent être étudiés.

La conformation des impulsions pour des systèmes de télétexte à plusieurs niveaux et réponse partielle n'a pas non plus été étudiée.

Ces études permettraient de mieux définir le cahier des charges pour certaines parties du matériel NABTS.

## IX. CONCLUSION

Les formes d'impulsions optimales pour la transmission de données de télétexte obéissent à plusieurs contraintes d'ordre théorique et pratique. Certaines de ces contraintes, en particulier celles qui concernent les suroscillations maximales à la sortie de l'émetteur et à la sortie du récepteur, sont très difficiles à incorporer. Une conception incorporant toutes ces contraintes demanderait de résoudre un problème complexe de programmation non linéaire stochastique, avec de vastes ensembles de réponses impulsionsnelles complexes pour l'émetteur, le canal et le récepteur.

On a constaté que l'utilisation de la conformation des impulsions pour lutter contre la propagation par trajets multiples présente des possibilités limitées et qu'il faut par conséquent utiliser une compensation adaptative.

La conformation des impulsions doit être principalement envisagée pour préaccentuer la forme d'impulsion d'émetteur afin de compenser les effets des fonctions de transfert du récepteur et de l'émetteur. La forme d'impulsion, en particulier les suroscillations, peut causer un bourdonnement sonore dans le canal son de télévision. Il faudrait faire appel à un modèle de simulation très complexe, comprenant les non-linéarités, pour étudier ce problème et pour définir les limitations nécessaires sur la forme d'impulsion. Toutefois, l'étude initiale de ce problème, présentée dans ce document, indique que le choix de la forme d'impulsion globale a peu d'effet sur le niveau de bourdonnement sonore pour les récepteurs de télévision utilisant une détection synchrone ou quasi-synchrone.

Dans la pratique, on rencontre d'autres contraintes techniques lorsqu'on envisage les spécifications des formes d'impulsions. Pour les récepteurs de télétexte, il est prudent de recommander une caractéristique nominale de récepteur pouvant être réalisée de manière économique. On doit supposer une caractéristique nominale pour les récepteurs afin de produire une spécification raisonnable pour la forme d'impulsion émise. On définit une forme d'impulsion émise composée en divisant une forme d'impulsion globale améliorée (décrite dans ce document) par la fonction de transfert nominale d'un récepteur Zenith monté en cascade avec un piège d'audio interporteuse de 4,5 MHz et un seul circuit de correction vidéo accordé. Cela suppose, comme on l'a déjà mentionné, que le canal d'émission est exempt de propagation par trajets multiples ou que les variations de canal sont compensées par un compensateur adaptatif, ce qui est à peine possible dans l'état actuel de la technique. Le rapport étudie l'effet de la forme de la réponse de l'émetteur sur l'amplitude de crête du signal émis.

Étant donné le nombre des contraintes et la complexité de certaines d'entre elles, les approches analytiques pour conformation des impulsions de télétexte télédiffusé ont été obligées d'utiliser des modèles idéalisés plus simples pour l'émetteur, le canal et le récepteur de télétexte télédiffusé. Ceci a permis d'obtenir des formes d'impulsions globales initiales très utiles [16], [17], [37], [38]. Le principal inconvénient de ces modèles idéalisés est qu'ils n'utilisent que les caractéristiques des

diagrammes en oeil pour évaluer le rendement puisque les limites ne sont pas satisfaisantes. Les travaux de Franks [10] et Hill [6]-[9] ne semblent pas encore avoir été exploités pour la mise en forme des impulsions de télétexte.

Les méthodes de modélisation et de simulation permettent d'incorporer des données de mesure ou des données provenant de modèles pour les réponses en fréquence ou réponses impulsionnelles et les caractéristiques de bruit des composantes du canal. Le problème général de mise en forme des impulsions pour le télétexte télédiffusé semble trop difficile à résoudre en tant que programme stochastique non linéaire. Toutefois, plusieurs modèles de simulation ont été utilisés pour évaluer le rendement à l'aide de diverses formes d'impulsions et pour étudier les améliorations et perfectionnements des systèmes de télétexte, le plus souvent au récepteur. Ces perfectionnements comprennent notamment les circuits limiteurs et circuits d'extraction d'horloge, les codes de correction d'erreur et les compensateurs adaptatifs. L'utilisation d'impulsions émises avec une fonction de transfert cosinus à hausse (souvent tronquée de manière appropriée) dans la plupart des études de simulation semble donner des résultats intéressants, bien que cette forme d'impulsion émise ne soit pas la plus satisfaisante du point de vue du rendement.

On a mis au point une forme d'impulsion globale améliorée pour le télétexte télédiffusé et on a évalué les avantages qu'elle présente. Certaines perspectives ont été présentées sur les avantages offerts par conformation des impulsions. L'application des fenêtres de Hamming aux formes d'impulsions globales les plus prometteuses qui ont été mises au point par Sousa et Pasupathy [16], [17], a donné des fonctions de transfert avec une amélioration allant jusqu'à 2 dB par rapport à la forme d'impulsion recommandée dans [45]. L'étude d'un canal à propagation par trajets multiples avec un seul trajet réfléchi a montré que les formes d'impulsions optimales ne sont peut-être pas particulièrement utiles pour améliorer les effets de la propagation par trajets multiples. La forme d'impulsion doit donc être conçue pour des canaux idéaux (sans propagation par trajets multiples) et tout canal corrompu par une telle propagation doit être compensé de manière adaptative au niveau du récepteur.

La forme d'impulsion améliorée a été incorporée dans des simulations informatiques de l'émission de signaux de télétexte télédiffusé par des canaux avec diverses combinaisons de bruit thermique, de bruit impulsionnel et de propagation par trajets multiples. La probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit TV a été établie pour ces canaux et pour divers modèles de limiteurs. La forme améliorée d'impulsion émise donne un gain de rendement voisin de 0,4 dB à 0,7 dB pour les décodeurs limiteurs/moyenneurs. L'analyse, qualitative et quantitative, ainsi que les études de modélisation et de simulation ont donc mené à une solution suboptimale améliorée du problème complexe de conformation des impulsions pour les systèmes de télétexte télédiffusé. L'utilisation d'ensembles de mesures des réponses impulsionnelles complexes des composantes de canal (émetteurs, canaux et récepteurs) et de bruit peut encore permettre d'améliorer la conformation des impulsions émises. On y parviendrait en renforçant la préaccentuation pour les caractéristiques moyennes de canal entre le filtre de conformation des impulsions à l'émetteur et la sortie du récepteur.

Ce document présente un bon compromis technique pour ce problème difficile de conception; il a mené à une forme d'impulsion utile et réalisable donnant un meilleur rendement que bien des formes d'impulsions couramment utilisées et testées par simulation. D'autres travaux utilisant les méthodes analytiques, numériques et de modélisation/simulation présentées dans ce document pourraient permettre d'améliorer encore les résultats, bien que les gains possibles de rendement semblent diminuer. L'utilisation de modèles améliorés de limiteurs et de circuits d'extraction d'horloge ainsi que de compensateurs adaptatifs pour les canaux à forte propagation par trajets multiples semblent offrir des gains beaucoup plus importants.

Ce rapport constitue un résumé des outils et approches de conception en tant que base rationnelle pour la conformation d'impulsions pour les systèmes de télétexte télédiffusé; il donne un aperçu des gains à réaliser et des effets de la forme des impulsions sur le rendement du système.

## REMERCIEMENTS

Les auteurs tiennent à remercier toutes les personnes grâce à qui il leur a été possible de rédiger ce rapport. Au Centre de recherches sur les communications, ministère des Communications, gouvernement du Canada, ont fait un apport particulier: E.A. Walker, directeur des systèmes radio, qui a fourni les ressources et l'encouragement nécessaires à la rédaction du document, Lloyd Mason, N.G. Davies et B. Caron, qui ont fait des observations fort utiles, et André Vincent qui a participé aux discussions préliminaires et vient de réaliser un important travail pour mesurer les réponses impulsionnelles complexes de canaux de télétexte. En tant que directeur général adjoint, W. Sawchuk nous a toujours prodigué ses encouragements pour la publication des résultats de recherches.

Nous remercions également Kent Tiedemann, qui travaillait chez Miller Communications Systems Ltd., pour sa participation au projet de modélisation et de simulation du système Télidon.

Enfin, nous remercions Christine Lacroix, qui a dactylographié ce rapport, pour la qualité exemplaire de son travail.

## FIGURES

- Fig. 1. Structure d'une ligne de données pour le télétexte en Amérique du Nord  
 CS: Séquence de synchronisation d'horloge  
 BS: Séquence de synchronisation en octée  
 CI: Indice de continuité  
 PS: Octée de structure de paquet
- Fig. 2. Modèle à bande de base pour la transmission de télétexte lorsqu'on utilise une forme quelconque de démodulation cohérente au récepteur
- Fig. 3. Modèle de transmission des données de télétexte télédiffusé
- Fig. 4. Magnitude de la réponse possible pour le signal à l'entrée de l'amplificateur de puissance de l'émetteur
- Fig. 5(a). Composante anti-symétrique d'une réponse impulsionnelle complexe type
- Fig. 5(b). Transformation de courrier de la modulation résultante de phase à "pente de Nyquist"
- Fig. 6(a). Magnitude de la fonction de transfert correspondant à une forme d'impulsion presque identique à celle indiquée dans BS-14 (tirée [16])
- Fig. 6(b). Réponse impulsionnelle correspondant à une forme d'impulsion presque identique à celle indiquée BS-14 (tiré de [16])
- Fig. 6(c). Diagramme en oeil correspondant à une forme d'impulsion presque identique à celle indiquée dans BS-14 (tiré de [16])
- Fig. 6(d). Magnitude de la fonction de transfert correspondant à une forme d'impulsion dans [16] et [17]
- Fig. 6(e). Réponse impulsionnelle correspondant à une forme d'impulsions recommandée dans [16] et [17]
- Fig. 7(a). Magnitude de la fonction de transfert donnée par l'équation (15)
- Fig. 7(b). Magnitude de la fonction de transfert donnée par l'équation (16)
- Fig. 7(c). Réponse impulsionnelle correspondant aux fonctions de transfert données par (15) (courbe en trait interrompu) et (16) (courbe en trait plein)
- Fig. 7(d). Profils de diagramme en oeil correspondant aux fonctions de transfert données par (15) (courbe en trait interrompu) et (16) (courbe en trait plein)

- Fig. 8(a). Exemple de magnitude nominale de fonction de transfert de récepteur [29]
- Fig. 8(b). Magnitude de la fonction de transfert obtenue en divisant la magnitude de la fonction de transfert de (16) par la magnitude nominale de la fonction de transfert de récepteur
- Fig. 9. Exemple de magnitude de la réponse en fréquence d'un émetteur
- Fig. 10. Masque d'amplitude pour la télévision [43]
- Fig. 11. Fonctions de transfert de quelques formes d'impulsions obtenues dans [17] après application d'une fenêtre de Hamming à la réponse impulsionnelle
- Fig. 12. Hauteur d'ondulation de la réponse en fréquence (magnitude) en fonction du trajet réfléchi
- Fig. 13. Enveloppes supérieure et inférieure du diagramme en oeil pour la forme d'impulsion recommandée et la forme d'impulsion cosinus à hausse de 100% tronquée
- Fig. 14. Résultats de simulations de formes d'impulsions pour un canal idéal avec bruit thermique
- Fig. 15(a) Echos dominants de canal à propagation par trajets multiples avec RPDP = 13 dB
- Fig. 15(b) Echos dominants de canal à propagation par trajets multiples avec RPDP = 20 dB
- Fig. 16. Résultats de simulation de formes d'impulsions pour le canal à propagation par trajets multiples RPDP de 13 dB dans un environnement à bruit thermique
- Fig. 17(a). Résultats de simulation de formes d'impulsions pour le canal à propagation à trajets multiples et RPDP de 20 dB dans un environnement à bruit thermique
- Fig. 17(b). Résultats de simulation de formes d'impulsions pour le canal à propagation par trajets multiples et RPDP de 20 dB dans un environnement dominé par le bruit impulsionnel
- Fig. 18. Rendement d'une forme d'impulsion simulée avec un compensateur linéaire dans un environnement de bruit thermique (canal de RPDP 20 dB)

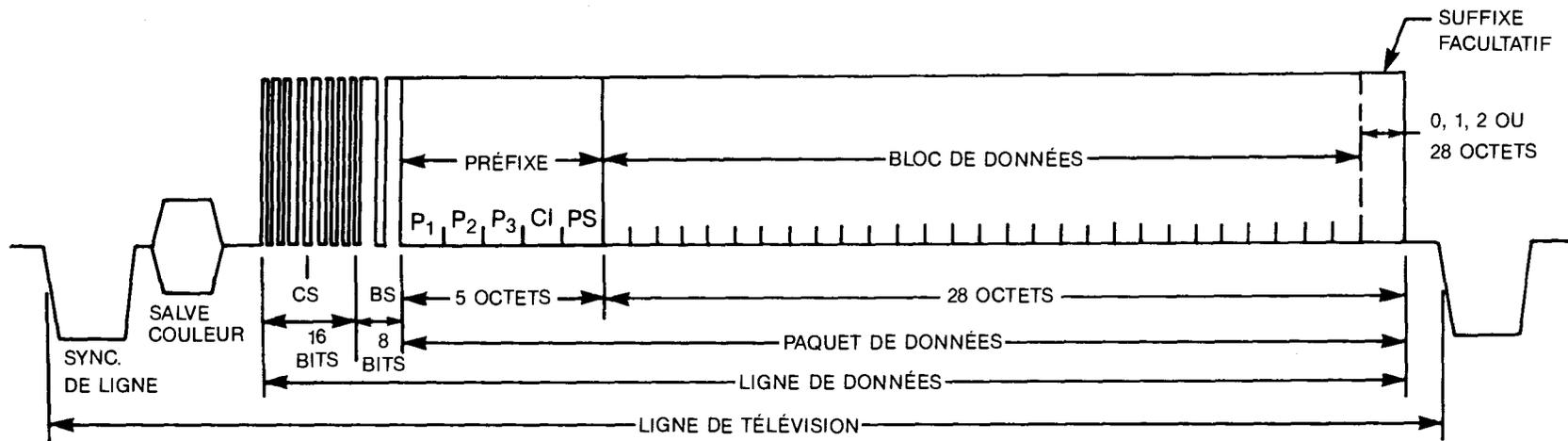


FIG. 1 STRUCTURE D'UNE LIGNE DE DONNÉES POUR LE TÉLÉTEXTE EN AMÉRIQUE DU NORD

CS: SÉQUENCE DE SYNCHRONISATION D'HORLOGE  
 BS: SÉQUENCE DE SYNCHRONISATION EN OCTÉE  
 CI: INDICE DE CONTINUITÉ  
 PS: OCTÉE DE STRUCTURE DE PAQUET

AVEC  $P$  = NOMBRE DE TRAJETS DE PROPAGATION

$C_p$  = GAINS DE TRAJETS COMPLEXES

$T_p$  = RETARDS DE TRAJET

FONCTION DE TRANSFERT DE L'ENTRÉE À LA SORTIE DU FILTRE DE RÉCEPTION DE TÉLÉTEXTE À BANDE DE BASE

$$\text{OÙ } \hat{H}(f) = H(f) \left[ \sum_{p=1}^P c_p e^{-j2\pi f T_p} \right]$$

$$H(f) = P(f)T(f)\hat{H}_c(f)R(f)L(f)$$

LA FONCTION DE TRANSFERT DE CANAL INCORPORANT LES EFFETS DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES PEUT S'EXPRIMER SOUS LA FORME

$$H_c(f) = \hat{H}_c(f) \left[ \sum_{p=1}^P c_p e^{-j2\pi f T_p} \right]$$

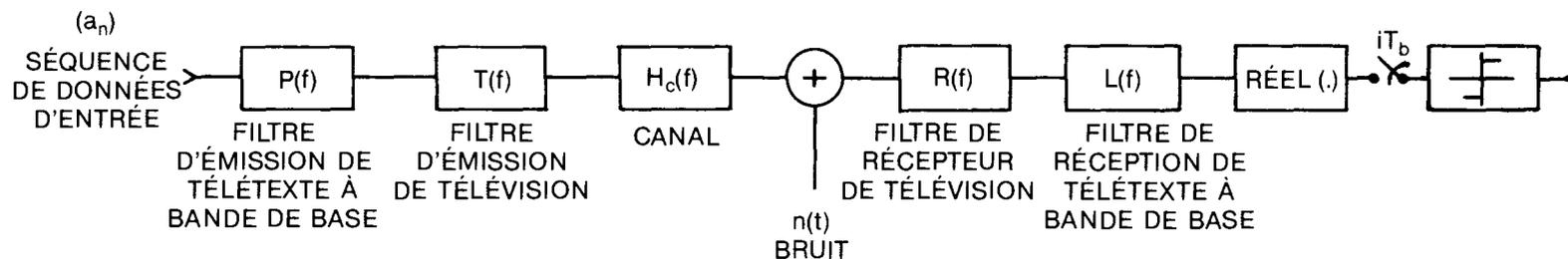


FIG. 2 MODÈLE À BANDE DE BASE POUR LA TRANSMISSION DE TÉLÉTEXTE LORSQU'ON UTILISE UNE FORME QUELCONQUE DE DÉMODULATION COHÉRENTE AU RÉCEPTEUR.

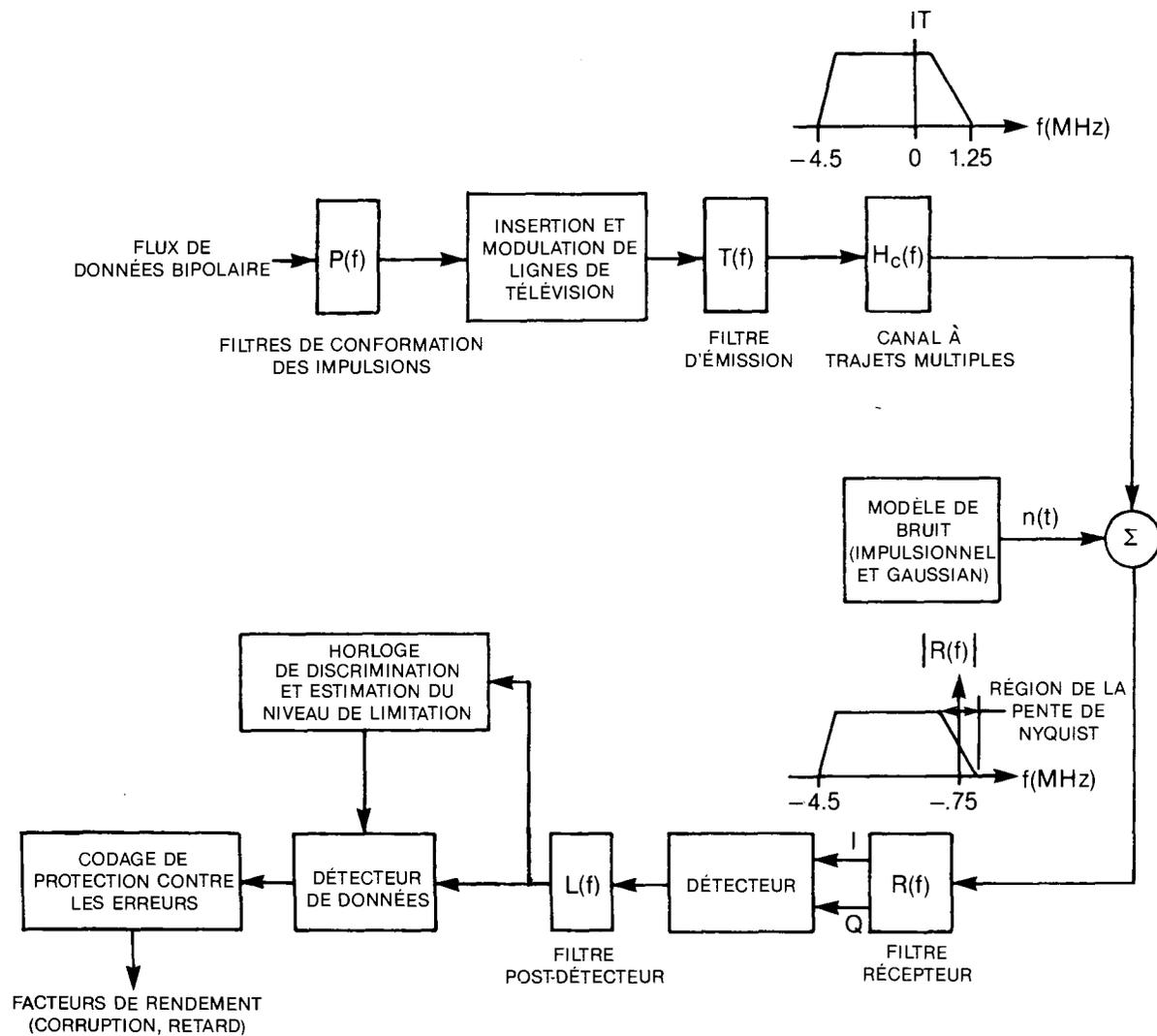


FIG. 3 MODÈLE DE TRANSMISSION DES DONNÉES DE TÉLÉTEXTE TÉLÉDIFFUSÉ.

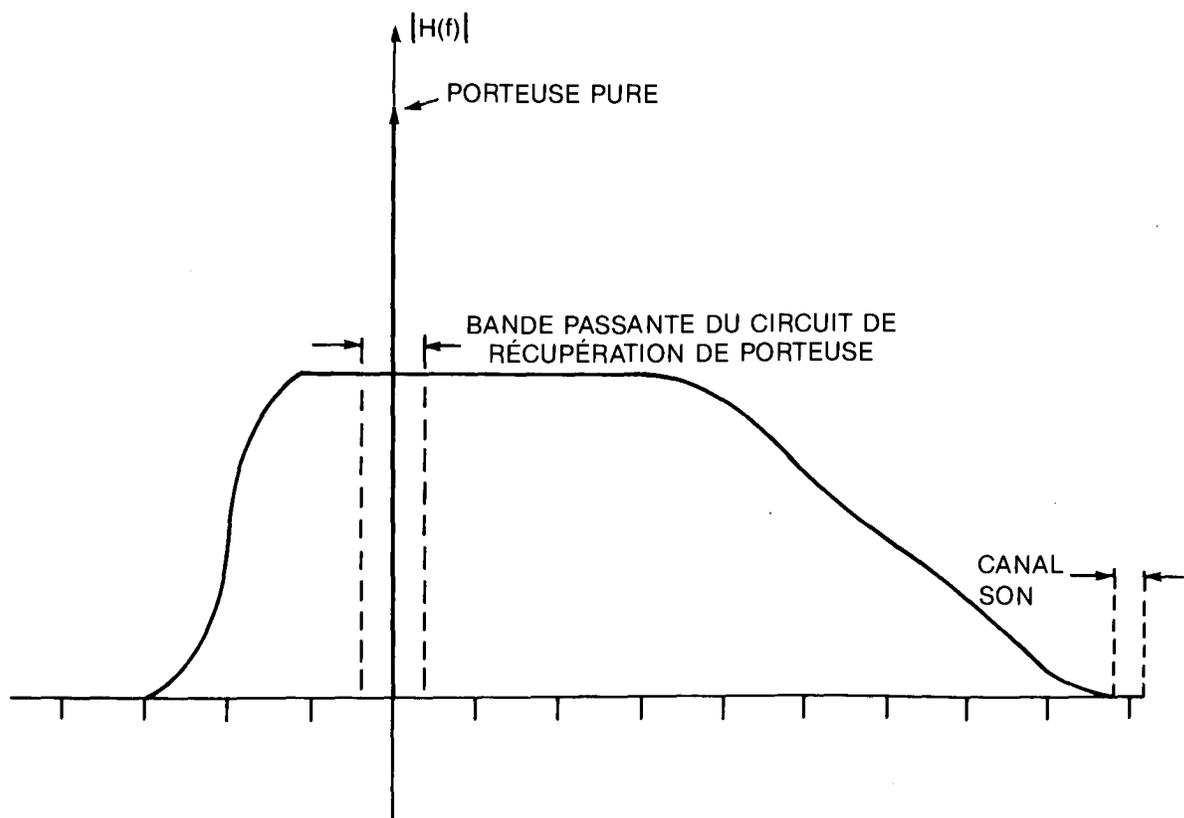


FIG. 4 MAGNITUDE DE LA RÉPONSE POSSIBLE POUR LE SIGNAL À L'ENTRÉE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE DE L'ÉMETTEUR.

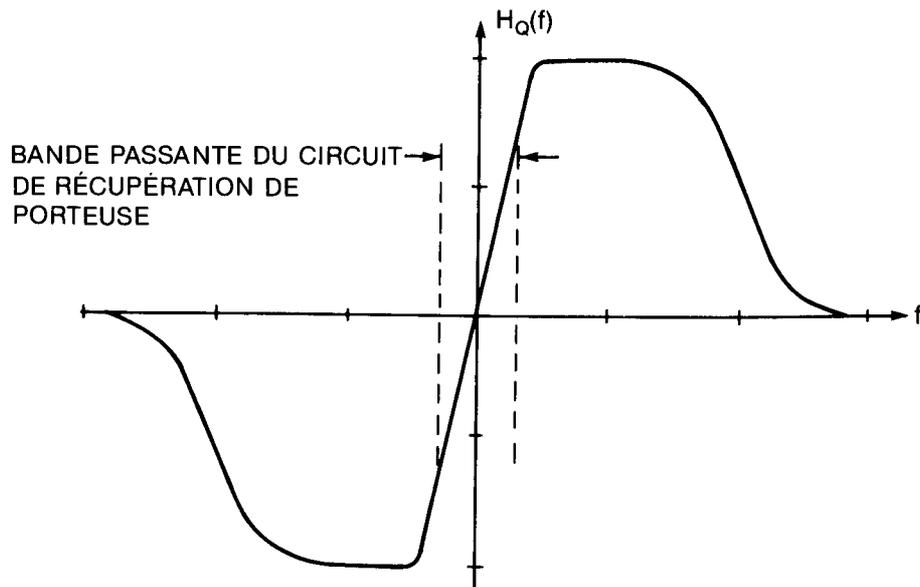


FIG. 5(a) COMPOSANTE ANTI-SYMÉTRIQUE D'UNE RÉPONSE IMPULSIONNELLE COMPLEXE TYPE.

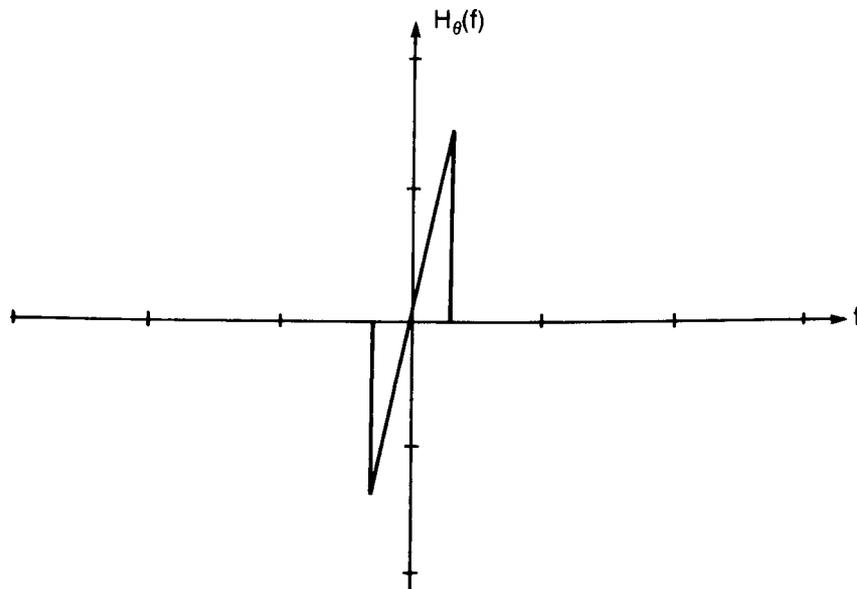


FIG. 5(b) TRANSFORMATION DE FOURIER DE LA MODULATION RÉSUULTANTE DE PHASE À "PENTE DE NYQUIST."

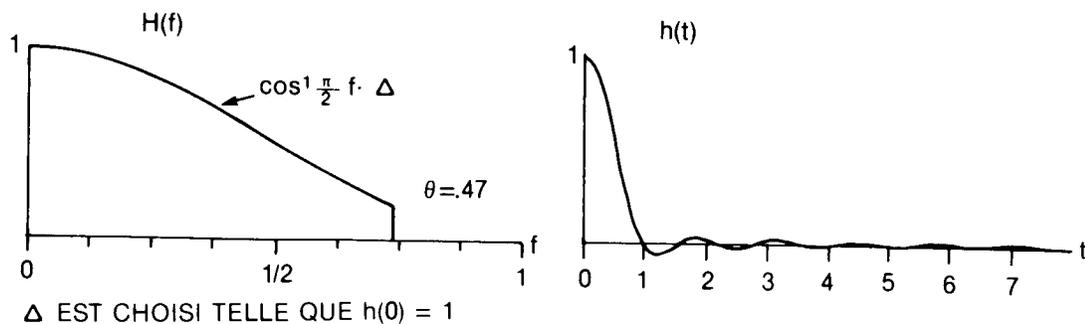


FIG. 6(a) MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT CORRESPONDANT À UNE FORME D'IMPULSION PRESQUE IDENTIQUE À CELLE INDIQUÉE DANS BS-14 (TIRÉ DE [16])

FIG. 6(b) RÉPONSE IMPULSIONNELLE CORRESPONDANT À UNE FORME D'IMPULSION PRESQUE IDENTIQUE À CELLE INDIQUÉE DANS BS-14 (TIRÉ DE [16])

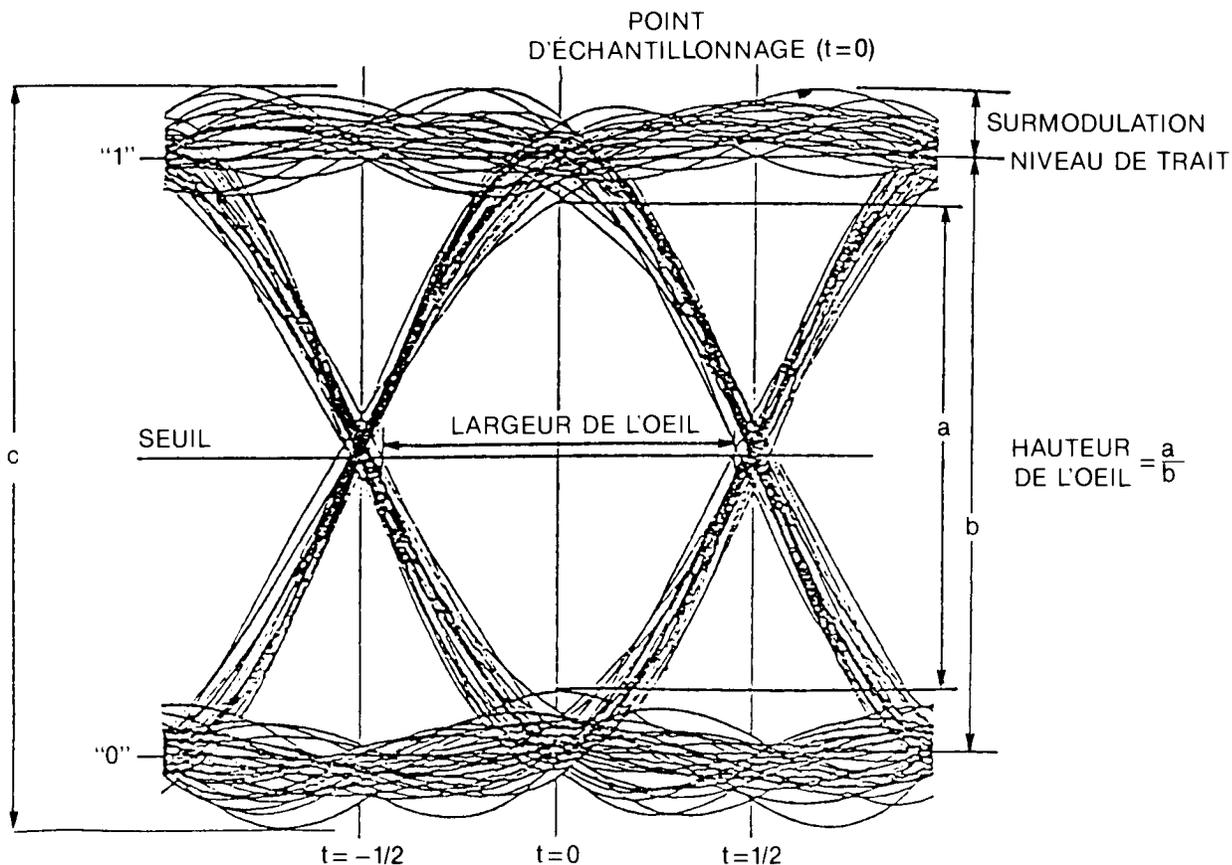


FIG. 6(c) DIAGRAMME EN OEIL CORRESPONDANT À UNE FORME D'IMPULSION PRESQUE IDENTIQUE À CELLE INDIQUÉE DANS BS-14 (TIRÉ DE [16]).

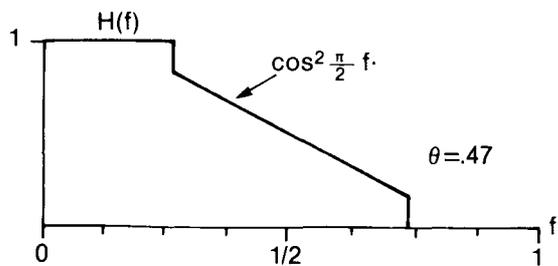


FIG. 6(d) MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT CORRESPONDANT À UNE FORME D'IMPULSION RECOMMANDÉE DANS (16) ET [17].

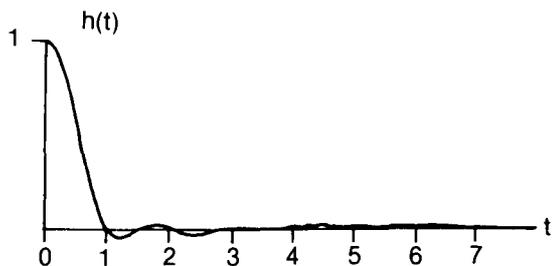


FIG. 6(e) RÉPONSE IMPULSIONNELLE CORRESPONDANT À UNE FORME D'IMPULSION RECOMMANDÉE DANS (16) ET [17].

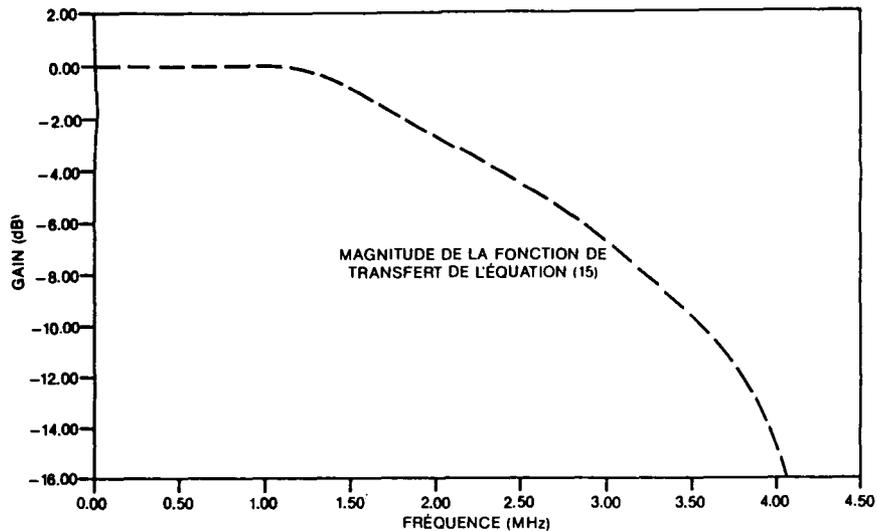


FIG. 7(a) MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DONNÉE PAR L'ÉQUATION (15).

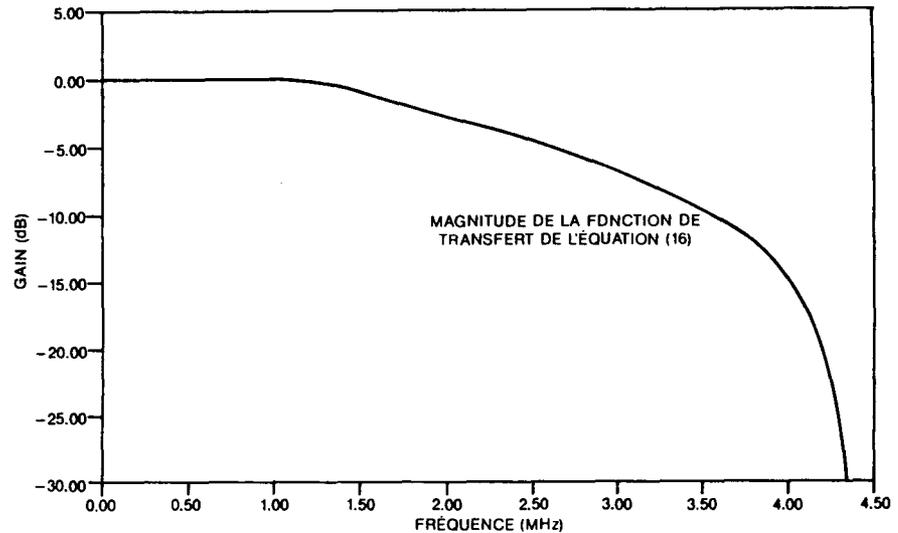


FIG. 7(b) MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DONNÉE PAR L'ÉQUATION (16).

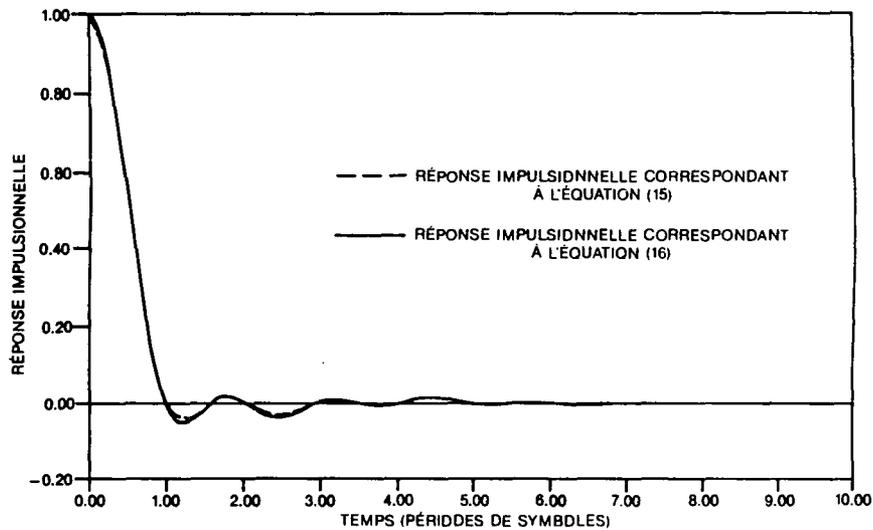


FIG. 7(c) RÉPONSE IMPULSIONNELLE CORRESPONDANT AUX FONCTIONS DE TRANSFERT DONNÉES PAR (15) (CDURBE EN TRAIT INTERROMPU) ET (16) (CDURBE EN TRAIT PLEIN).

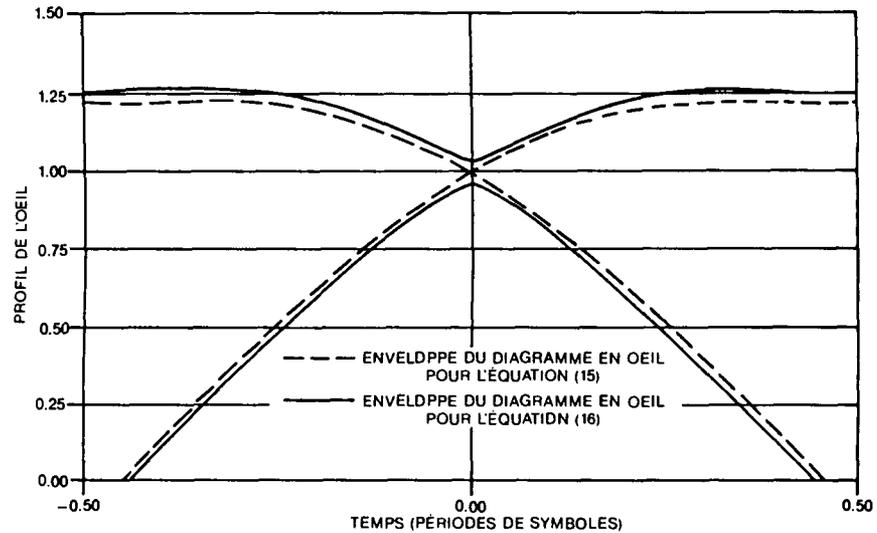


FIG. 7(d) PROFILS DE DIAGRAMME EN OEIL CORRESPONDANT AUX FONCTIONS DE TRANSFERT DONNÉES PAR (15) (CDURBE EN TRAIT INTERROMPU) ET (16) (CDURBE EN TRAIT PLEIN).

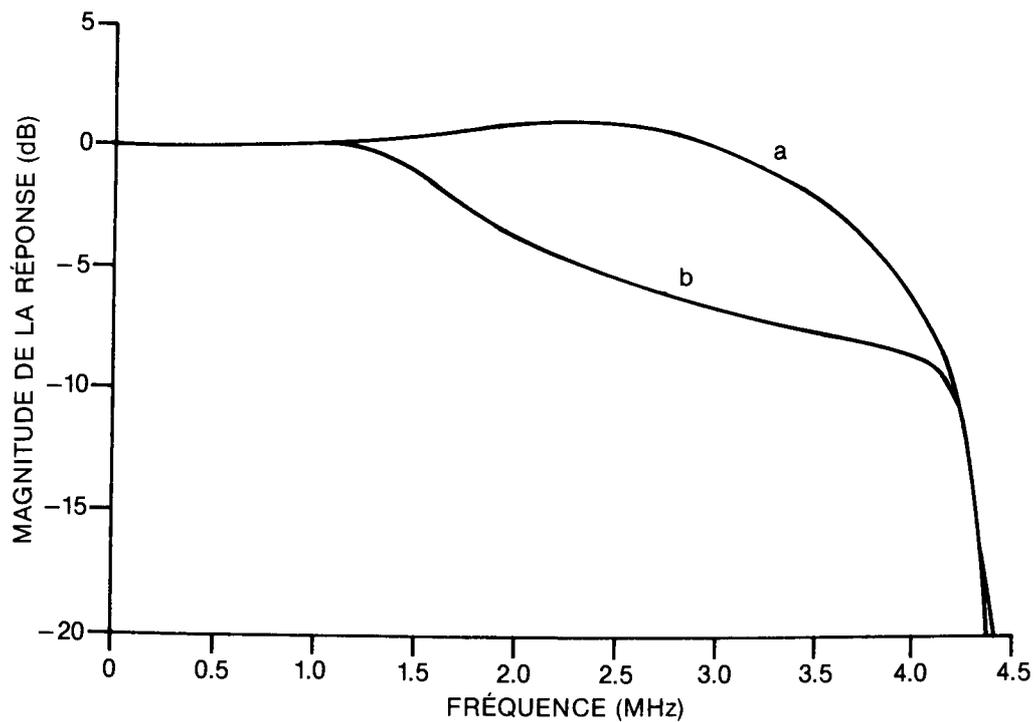


FIG. 8(a) EXEMPLE DE MAGNITUDE NOMINALE DE FONCTION DE TRANSFERT DE RÉCEPTEUR [29].

FIG. 8(b) MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT OBTENUE EN DIVISANT LA MAGNITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DE (16) PAR LA MAGNITUDE NOMINALE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DE RÉCEPTEUR.

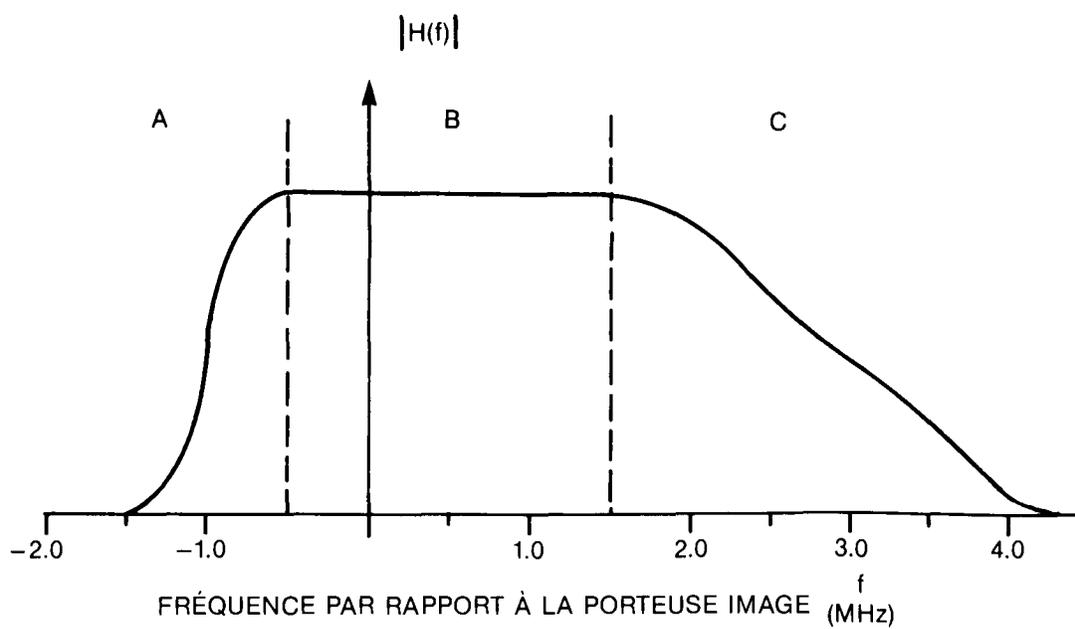


FIG. 9 EXEMPLE DE MAGNITUDE DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE D'UN ÉMETTEUR.

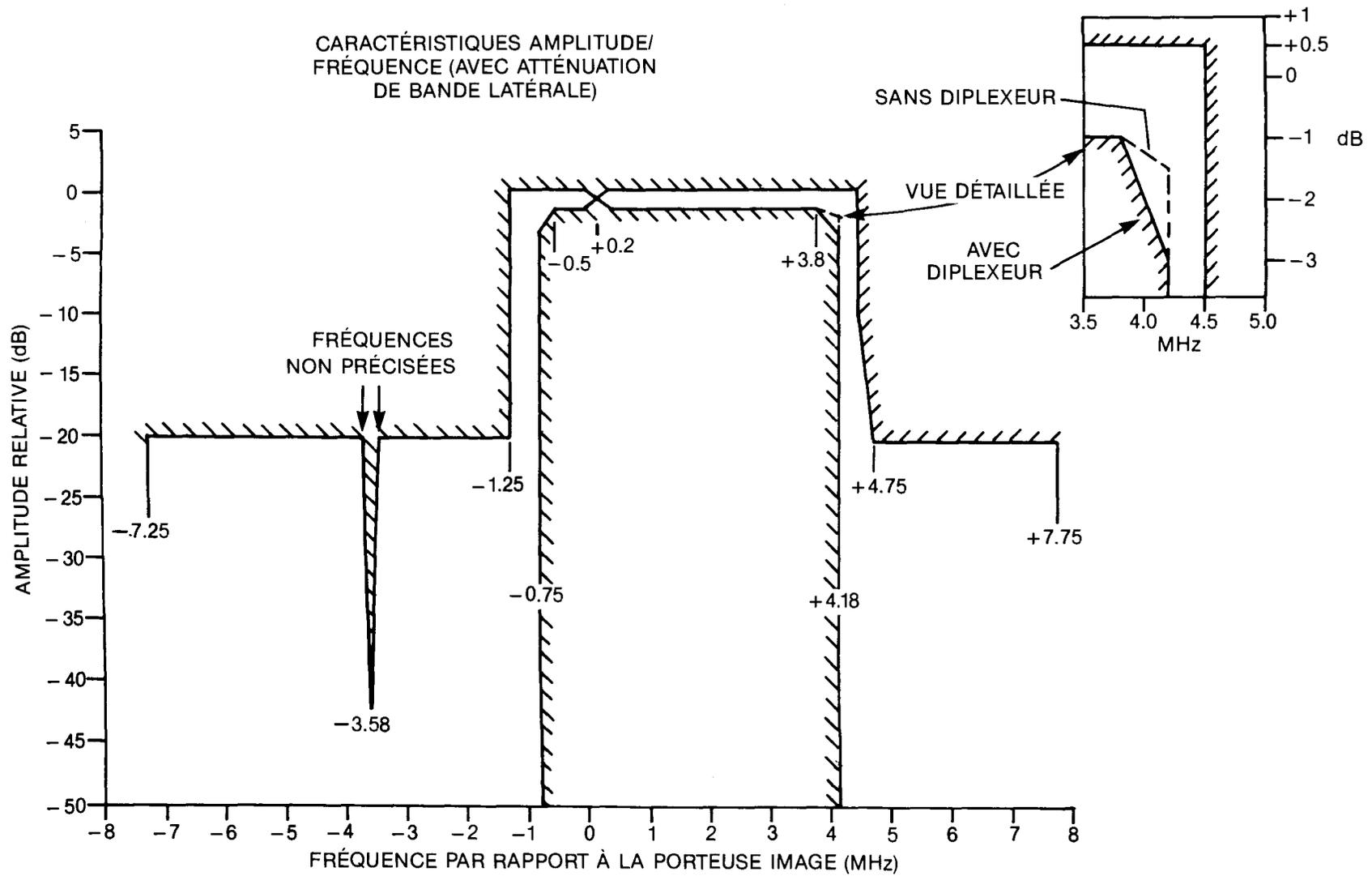


FIG. 10 MASQUE D'AMPLITUDE POUR LA TÉLÉVISION [43].

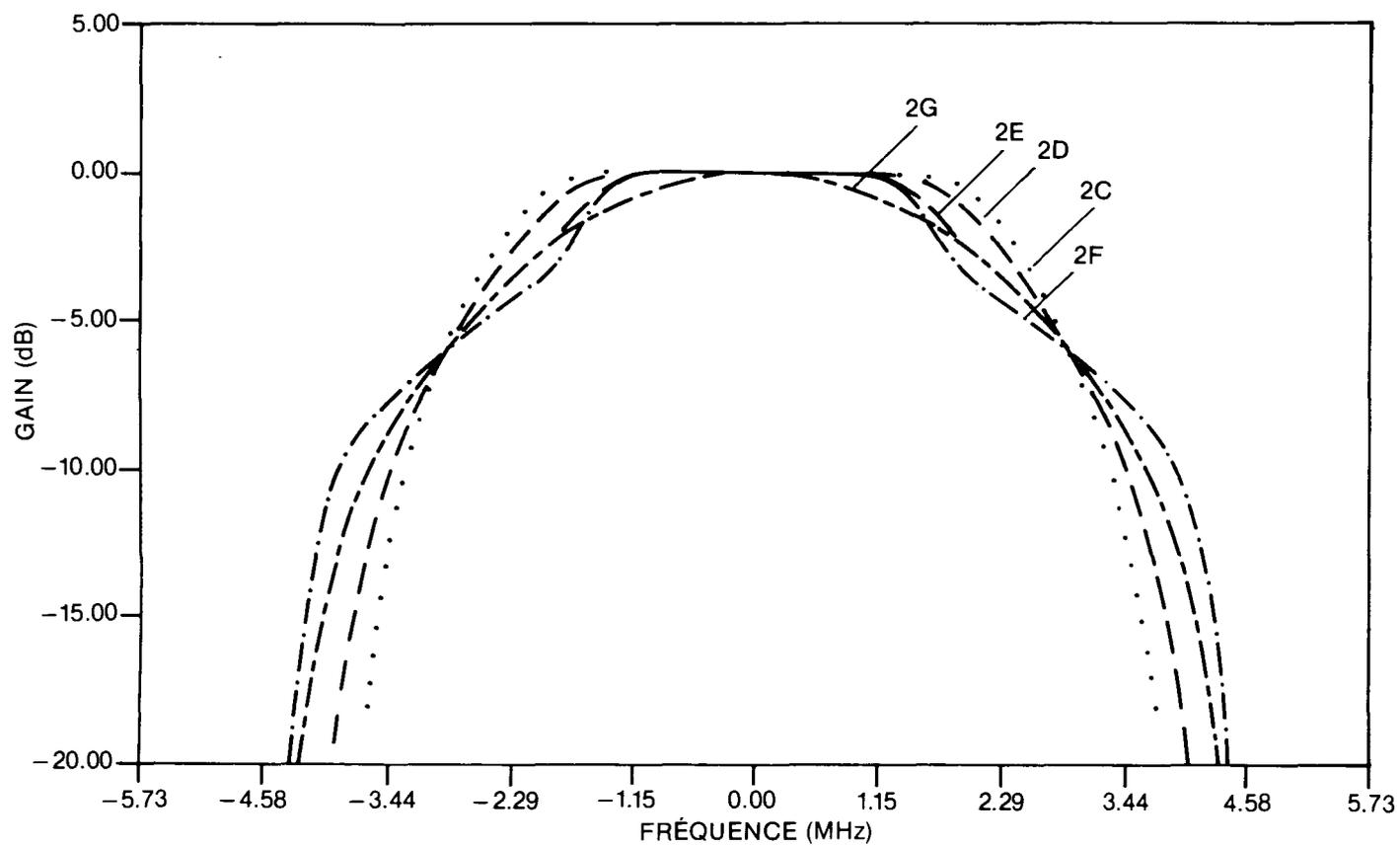


FIG. 11 FONCTIONS DE TRANSFERT DE QUELQUES FORMES D'IMPULSIONS OBTENUES DANS [17] APRÈS APPLICATION D'UNE FENÊTRE DE HAMMING À LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE.

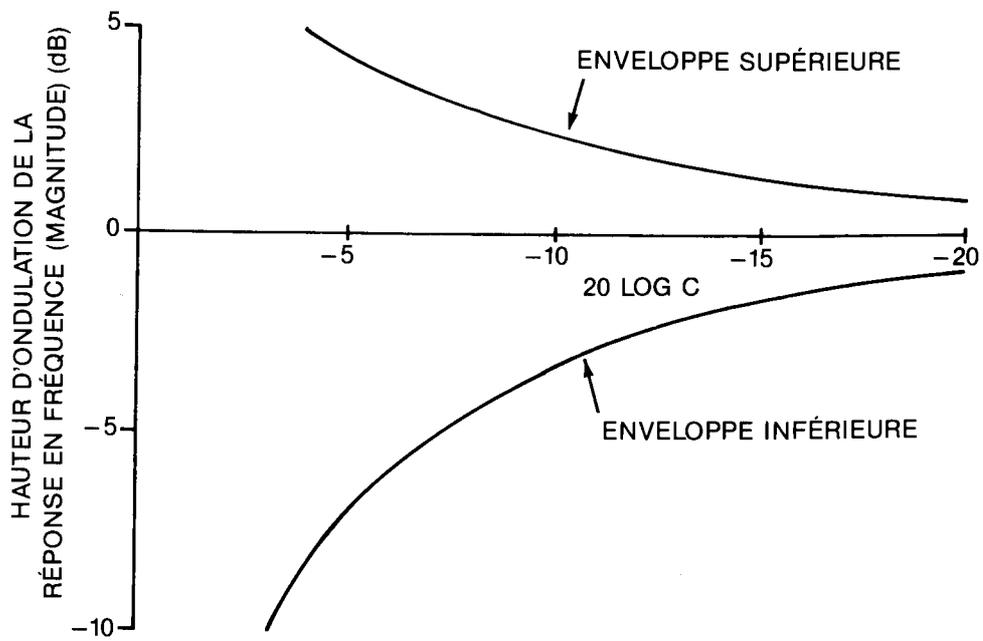


FIG. 12 HAUTEUR D'ONDULATION DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE (MAGNITUDE) EN FONCTION DU TRAJET RÉFLÉCHI.

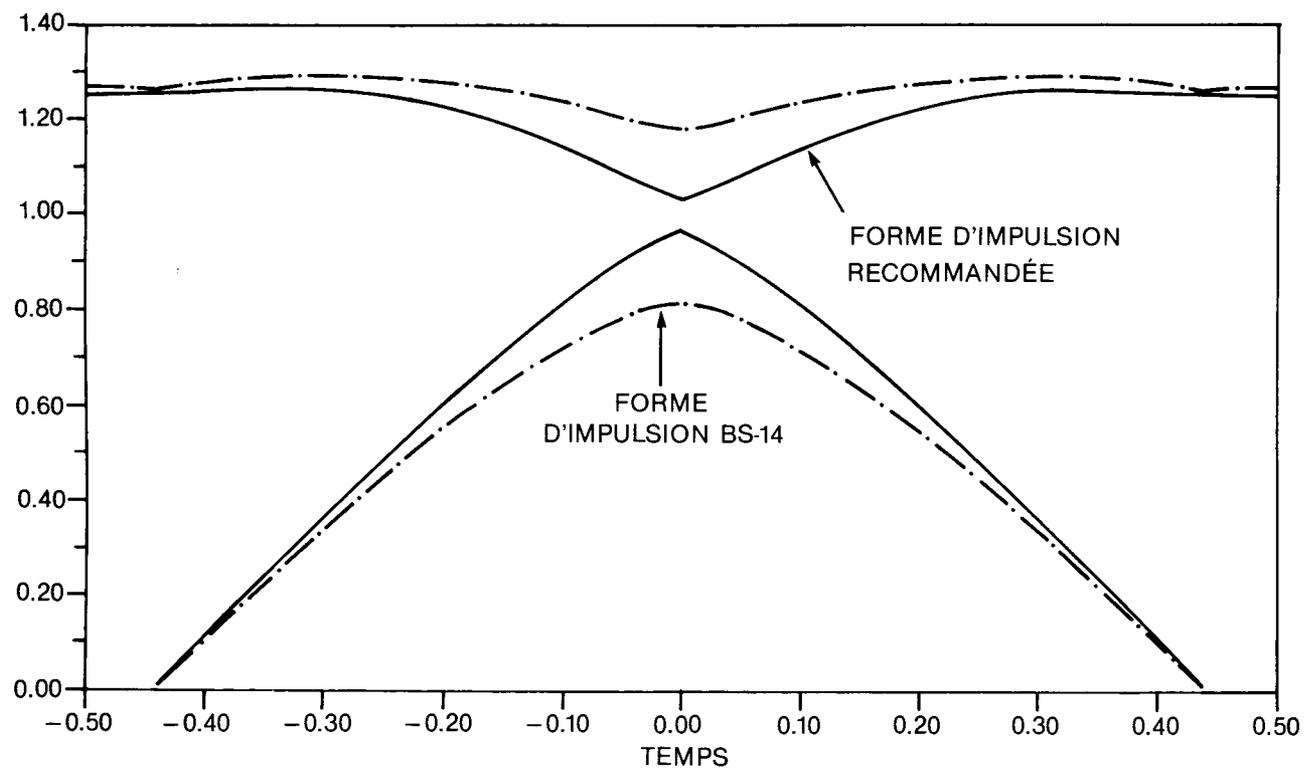


FIG. 13 ENVELOPPES SUPÉRIEURE ET INFÉRIEURE DU DIAGRAMME EN OEIL POUR LA FORME D'IMPULSION RECOMMANDÉE ET LA FORME D'IMPULSION COSINUS À HAUSSE DE 100% TRONQUÉE.

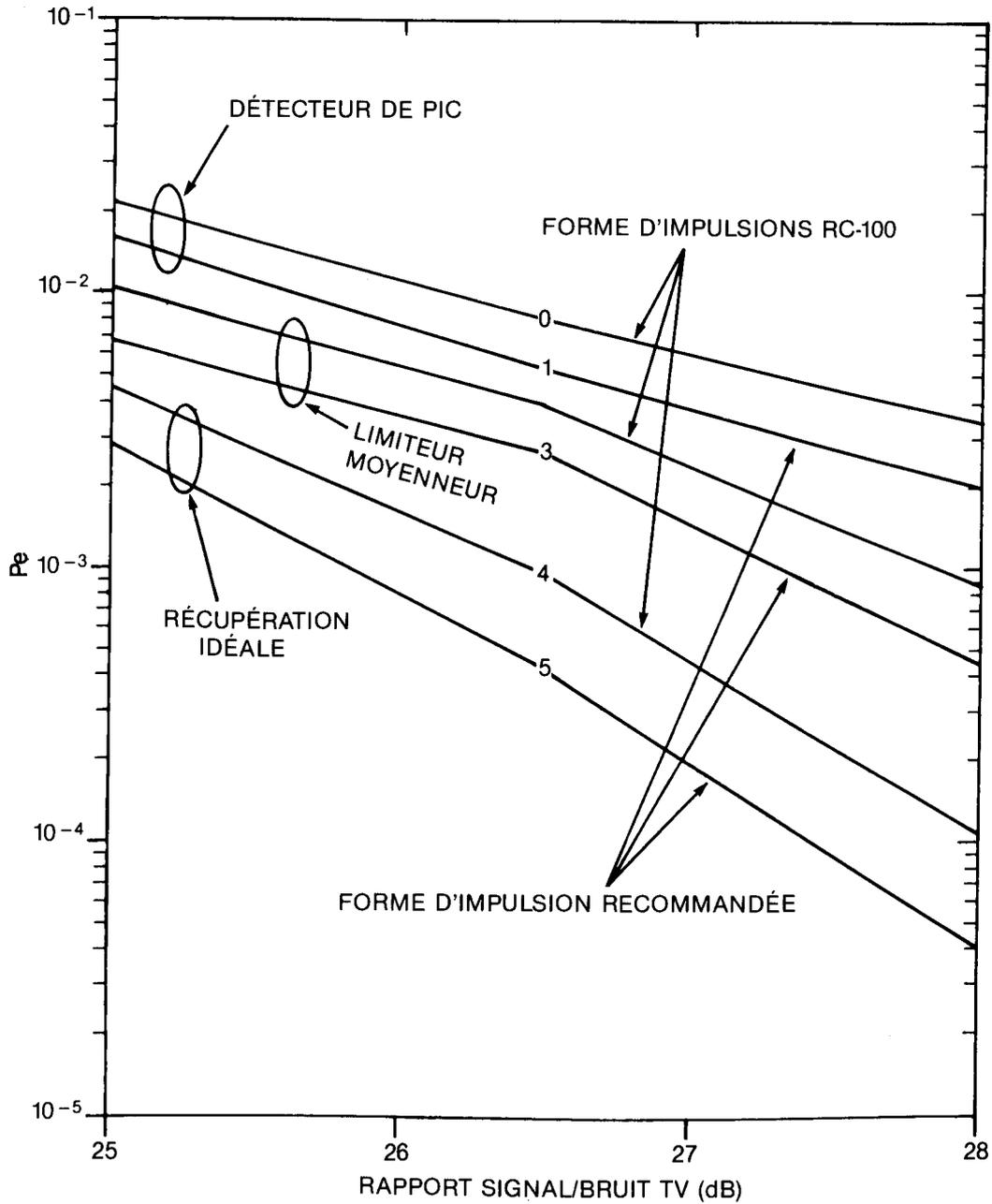


FIG. 14 RÉSULTATS DES SIMULATIONS DE FORMES D'IMPULSIONS POUR UN CANAL IDÉAL AVEC BRUIT THERMIQUE.

## RÉPONSE IMPULSIONNELLE 16:16 — FICHER MTP 1050-13

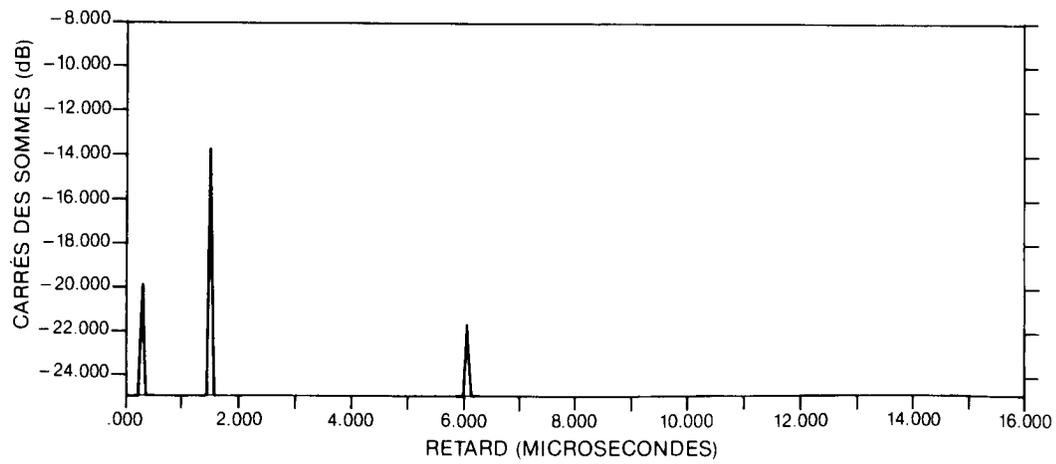


FIG. 15(a) ÉCHOS DOMINANTS DE CANAL À PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES AVEC RPDP = 13 dB.

## RÉPONSE IMPULSIONNELLE 16:28 — FICHER MTP 1050R-20

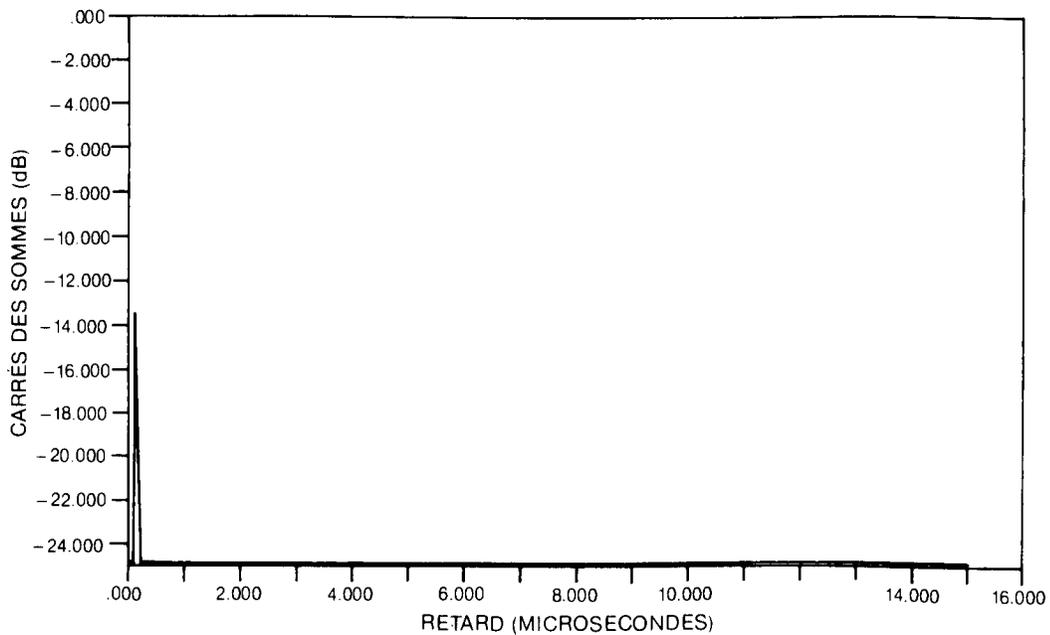


FIG. 15(b) ÉCHOS DOMINANTS DE CANAL À PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES AVEC RPDP = 20 dB.

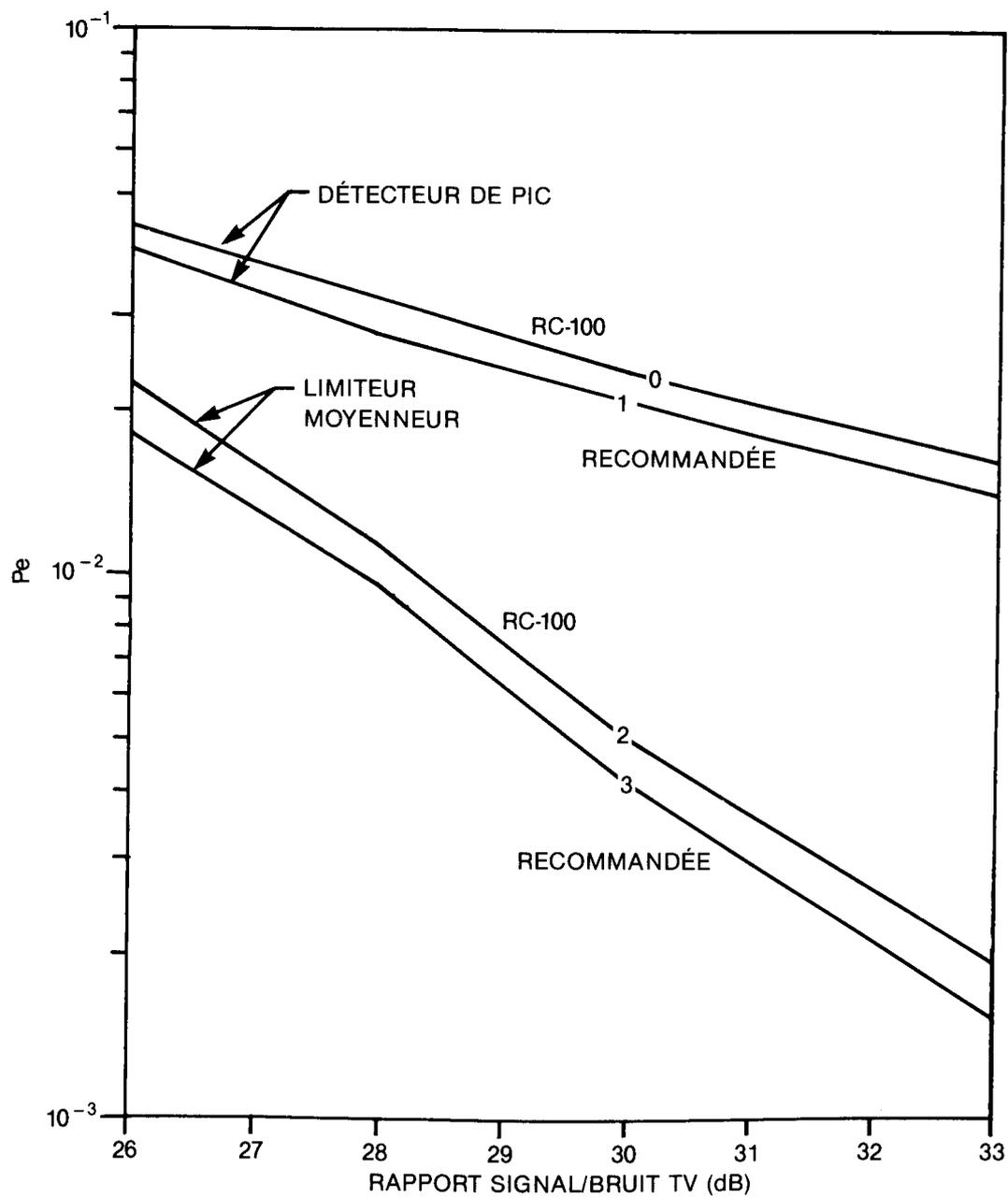


FIG. 16 RÉSULTATS DE SIMULATION DE FORMES D'IMPULSIONS POUR LE CANAL À PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES ET RPDP DE 13 dB DANS UN ENVIRONNEMENT À BRUIT THERMIQUE.

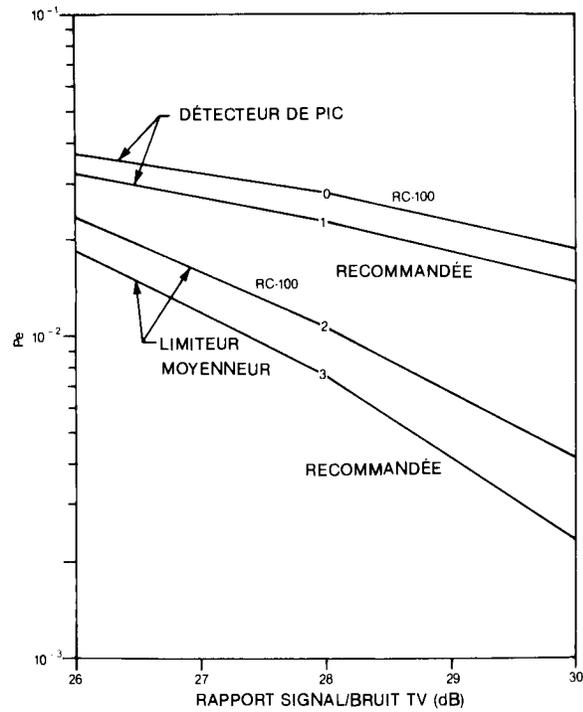


FIG. 17(a) RÉSULTATS DE SIMULATION DE FORMES D'IMPULSIONS POUR LE CANAL À PROPAGATION À TRAJETS MULTIPLES ET RPDP DE 20 dB DANS UN ENVIRONNEMENT À BRUIT THERMIQUE.

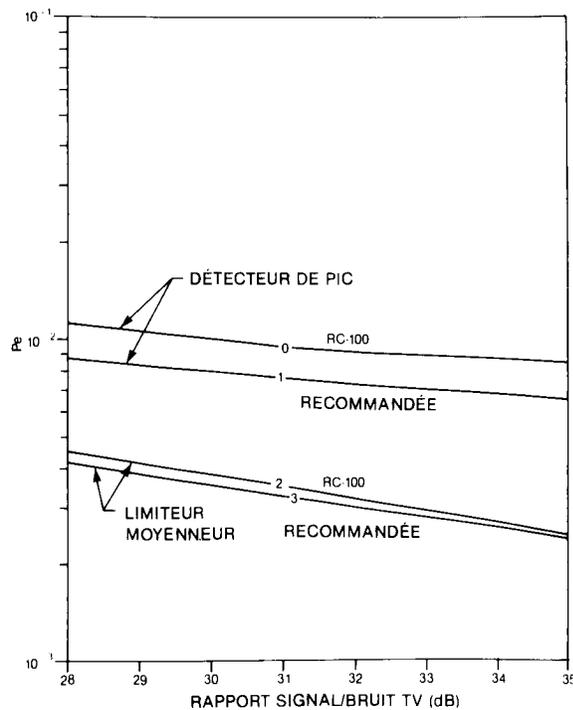


FIG. 17(b) RÉSULTATS DE SIMULATION DE FORMES D'IMPULSIONS POUR LE CANAL À PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES ET RPDP DE 20 dB DANS UN ENVIRONNEMENT DOMINÉ PAR LE BRUIT IMPULSIONNEL.

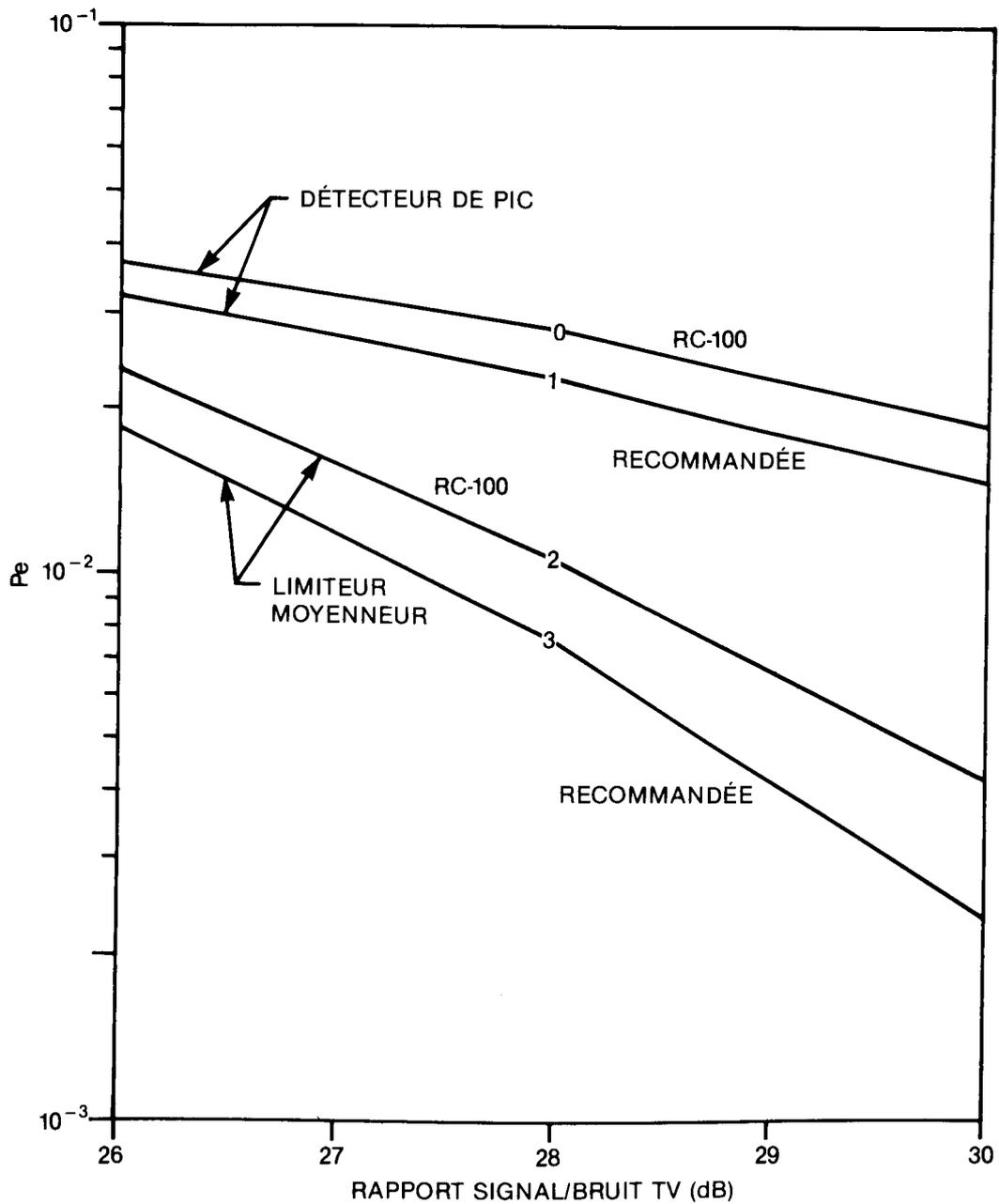


FIG. 18 RENDEMENT D'UNE FORME D'IMPULSION SIMULÉE AVEC UN COMPENSATEUR LINÉAIRE DANS UN ENVIRONNEMENT DE BRUIT THERMIQUE (CANAL DE RPDP 20-dB).

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] "North American Basic Teletext Specification (NABTS)", EIA Interim Standard RS-14 and CVCC Teletext Specification CVCC-TS100, publié pour le compte de l'EIA et CVCC par: Engineering Dept., 2001 Eye Street, N.W., Washington, D.C. 20006 (É.-U.), mars 1984.
- [2] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory", Trans. AIEE (Commun. and Electronics), vol. 47, p. 617-644, avril 1928.
- [3] W.R. Bennett, Introduction to Signal Transmission. McGraw-Hill, Toronto, 1970.
- [4] W.R. Bennett et J.R. Davey, Data Transmission. McGraw-Hill, Toronto, 1965.
- [5] F.S. Hill, Jr., "On time domain representations for vestigial sideband signals", Proc. IEEE (Lett.), vol. 62, p. 1032-1033, juillet 1974.
- [6] F.S. Hill, Jr., "Optimum pulse shapes for pulse-amplitude modulation data transmission using vestigial sideband modulation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, p. 352-361, mars 1975.
- [7] F.S. Hill, Jr., "A unified approach to pulse design in data transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, p. 346-354, mars 1977.
- [8] F.S. Hill, Jr., "On optimum pulse design in data transmission", Compte rendu de la Conférence canadienne sur les communications et l'énergie, Montréal (Canada), 20-22 octobre 1976, p. 230-232.
- [9] F.S. Hill, Jr., "Further results in optimum pulse design for data transmission", Compte rendu de la Conférence canadienne sur les communications et l'énergie, Montréal (Canada), 15-17 octobre 1980, p. 330-333.
- [10] L.E. Franks, "Further results on Nyquist's problem in pulse transmission", IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-16, p. 337-340, avril 1968.
- [11] K.W. Moreland et R.K. Tiedemann, "Telidon system study", premier rapport provisoire, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 31 mars 1983.
- [12] K.W. Moreland et J.H. Lodge, "Telidon system study", troisième rapport provisoire, vol. 1 de 2, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 30 septembre 1983.
- [13] K.W. Moreland et R.M. Armstrong, "Telidon system study", rapport final, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 27 juillet 1984.

- [14] M. Sablatash, "Modelling methodology and principles of pulse shaping and optimization", chapitre II d'un rapport non publié du groupe de travail de l'EIA sur l'analyse mathématique des paramètres de télétexte de radiodiffusion, décembre 1983, 77 pages.
- [15] J.H. Lodge, "A mini-study on pulse shaping for teletext", mémoire, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 25 août 1983.
- [16] E.S. Sousa et S. Pasupathy, "Transmitter-receiver design for teletext data transmission", rapport technique sur les communications, département de génie électronique, Université de Toronto, mai 1982.
- [17] E.S. Sousa et S. Pasupathy, "Pulse shape design for the teletext data transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-31, p. 871-878, juillet 1983.
- [18] P. Fockens et C.G. Eilers, "Intercarrier buzz phenomena analysis and cures" IEEE Trans. Consumer Elect., vol. CE-27, p. 381-397, août 1981.
- [19] P. Fockens, "Receiver Compatibility", chapitre IX d'un rapport non publié du group de travail de l'EIA sur l'analyse mathématique des paramètres de télétexte de radiodiffusion, présenté au nom de la Zenith Radio Corporation, 3 novembre 1983.
- [20] R.I. Gibby et J.W. Smith, "Some extensions of Nyquist's telegraph transmission theory", Bell Syst. Tech. J., vol. 44, p. 1487-1510, septembre 1965.
- [21] O.B.P. Rikkert de Koe et P. van der Wurf, "On some extensions of Nyquist's telegraph transmission theory", Proc. IEEE, vol. 57, p. 701-702, avril 1969.
- [22] E.D. Sunde, Communication Systems Engineering Theory. John Wiley & Sons, Toronto, 1969, p. 54-56.
- [23] B.R. Salzberg et L. Kurz, "Design of band limited signals for binary communications using simple correlation detection", Bell Syst. Tech. J., vol. 44, p. 235-252, février 1965.
- [24] R.W. Lucky, J. Salz et E.J. Weldon Jr., Principles of Data Communications. McGraw-Hill Book Company, Toronto, 1968.
- [25] S. Pasupathy, "Nyquist's third criterion", Proc. IEEE (Lett.), vol. 62, p. 860-861, juin 1974.
- [26] A. Vincent, "A simulation study of teletext transmission", CRC, rapport technique du ministère des Communications, Ottawa, février 1983.
- [27] M.J. Kallaway et W.A. Mahadeva, "CEEFAX: optimum transmitted pulse shape", rapport résiduel de la BBC RD 1977/15.

- [28] V.P. Fasshauer, "Optimales sendesignal zur Übertragung von Videotext", Rundfunktechn. Mitteilungen, vol. 22, n° 6, p. 302-307, 1978.
- [29] C. Eilers et P. Fockens, "Teletext transmission pulse shape optimization", IEEE Trans. Consumer Elect., vol. CE-27, p. 551-554, août 1981.
- [30] S.B. Ng, "Pulse shape optimization and channel equalization for teletext transmission over multipath channels", thèse de baccalauréat et de maîtrise, février 1983.
- [31] P. Fockens, "Analysis of system models", chapitre III d'un rapport non publié du groupe de travail de l'EIA sur l'analyse mathématique des paramètres de télétexte de radiodiffusion, présenté au nom de la Zenith Radio Corporation, 3 novembre 1983.
- [32] M. Pittarelli, "Teletext computer simulations: DRAFT", ministère des Communications, Ottawa, avril 1983.
- [33] K.W. Moreland, S. Craig et R.K. Tiedemann, "Telidon system study", deuxième rapport provisoire, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 24 juin 1983.
- [34] K.W. Moreland et J.H. Lodge, "Telidon system study", troisième rapport provisoire, vol. 2 de 2, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 30 septembre 1983.
- [35] J.H. Lodge et S.T. Craig, "Telidon system study", quatrième rapport provisoire, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 31 janvier 1984.
- [36] R.M. Armstrong, R. Moher et K.W. Moreland, "Validation and enhancement of teletext system simulation", rapport final, Miller Communications Systems Ltd., Kanata (Ontario), 18 mars 1985.
- [37] E.S. Sousa et S. Pasupathy, "Filtering allocation in teletext data transmission under power and peak constraints", IEEE Trans. Commun., vol. COM-31, p. 933-935, juillet 1983.
- [38] E.S. Sousa et S. Pasupathy, "Enhanced receivers for non-optimally allocated filtering", IEEE Trans. Commun., vol. COM-31, p. 879-885, juillet 1983.
- [39] F. Amoroso et M. Montagnona, "Distortionless data transmission with minimum peak voltage", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-13, n° 3, p. 470-477, juillet 1967.
- [40] S. Fan, "Numerical design of data transmission filters", dissertation de doctorat, département des sciences des systèmes, Université de la Californie, Los Angeles, 1979.
- [41] B. Lovatt, "Designing bit-shaping filters for teletext systems", Commun. Systems Equipment Design, p. 21-24, février 1985.

- [42] T. Rzeszewski, "A system approach to synchronous detection", IEEE Trans. Consumer Elect., vol. CE-22, p. 186-193, mai 1976.
- [43] W.L. Beherend, "Performance comparison of TV transmitter, RF demodulators and the home receivers", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. BC-17, n° 1, p. 1-9, mars 1971.
- [44] M. Schetzen, "Non-linear system modelling based on the Wiener theory", Proc. IEEE, vol. 69, p. 1557-1573, décembre 1981.
- [45] "Broadcast Specifications BS-14", ministère des Communications, gouvernement du Canada, premier numéro, Ottawa, juin 1981.
- [46] A.V. Oppenheim et R.W. Schaffer, Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1975.
- [47] S. Yamazaki et Y. Endo, "A quantitative measurement of subjective effects of TV multiple-ghost images by 'perceived DU ratio'", IEEE Trans. on Broadcasting, vol. BC-26, n° 3, p. 62-65, septembre 1980.
- [48] M. Sablatash et J.H. Lodge, "Some generalized pulse shaping theory with applications to broadcast teletext", Proc. of the Twelfth Biennial Symp. on Commun., Université Queen's, Kingston (Ontario), 4-6 juin 1984, p. c.1.11-c.1.14.



