

Effet des distorsions en diffusion de données

1ère partie : Étude théorique

par J.C. VARDÓ*, Ingénieur au C.C.E.T.T.

Effet des distorsions en diffusion de données

1ère partie : Étude théorique

par J.C. VARDO*, Ingénieur au C.C.E.T.T.

Résumé

Depuis quelques années, les techniques consistant à multiplexer dans le temps les signaux de données au signal d'image connaissent un intérêt de plus en plus grand.

Du point de vue technique, il est impératif de ne pas imposer aux équipements de réception de données diffusées, des caractéristiques plus contraignantes que celles qui sont nécessaires à la réception des signaux de télévision. Or, les systèmes de transmission à bande latérale résiduelle (équipements d'émission et de réception) introduisent des distorsions linéaires et non-linéaires. C'est pourquoi cette étude analyse, du point de vue théorique, quelques aspects concernant la transmission des signaux de données insérés dans un signal vidéo (norme L).

Pour une information binaire codée en N.R.Z. et filtrée en sinus-carré, l'auteur évalue les distorsions linéaires et non linéaires affectant le signal de données. Des résultats de cette étude est déduite la réduction de la marge de protection vis-à-vis du bruit, et due aux interférences intersymboles.

L'analyse tient compte d'autres dégradations importantes liées à un récepteur mal accordé et à la non-uniformité de la réponse en temps de propagation de groupe.

I — INTRODUCTION

Le système de diffusion de données par paquets étudié par le C.C.E.T.T. est compatible avec les normes du service de télévision [1]. Si l'on considère une des voies numériques créées par ce système, la démodulation du signal haute fréquence apparaît comme l'un des points les plus critiques.

La nature des services que permettra d'offrir ce système nous oriente vers l'utilisation de matériel «grand public» pour la réalisation de cette fonction de démodulation. La qualité du service rendu sera donc liée aux

performances des sous-ensembles H.F.-F.I.-Détection des téléviseurs.

II — NÉCESSITÉ D'UN MODELE THÉORIQUE DE SIMULATION

Le caractère public de certains services basés sur la diffusion hertzienne de données numériques contraint à ne pas imposer aux équipements de réception des caractéristiques plus sévères (du point de vue de la bande passante et du temps de propagation de groupe) que celles qui sont nécessaires à la réception des signaux de télévision. Conçu pour la reproduction des images, le sous-ensemble de démodulation provoque des distorsions du signal dont il convient de fixer les limites acceptables pour le signal de données numériques.

Ces considérations liées aux impératifs de compatibilité avec le parc de matériels audiovisuels existant nous ont amené à étudier l'influence sur les données transmises des dégradations apportées par les démodulateurs H.F.-F.I. des récepteurs de télévision type «grand public».

Pour mettre en évidence et évaluer l'importance des distorsions susceptibles d'altérer le signal numérique, nous avons élaboré un modèle de simulation permettant d'explorer de manière beaucoup plus souple qu'expérimentalement l'influence de certains paramètres électriques des démodulateurs équipant les récepteurs de télévision. Les résultats fournis par ce modèle sont ensuite utilisés pour évaluer le taux d'erreur bit affectant le signal de données en présence des bruits dus à la transmission hertzienne et au téléviseur.

L'analyse tient compte de l'influence

- des limitations de bande
- des distorsions de quadrature

* ESE 73

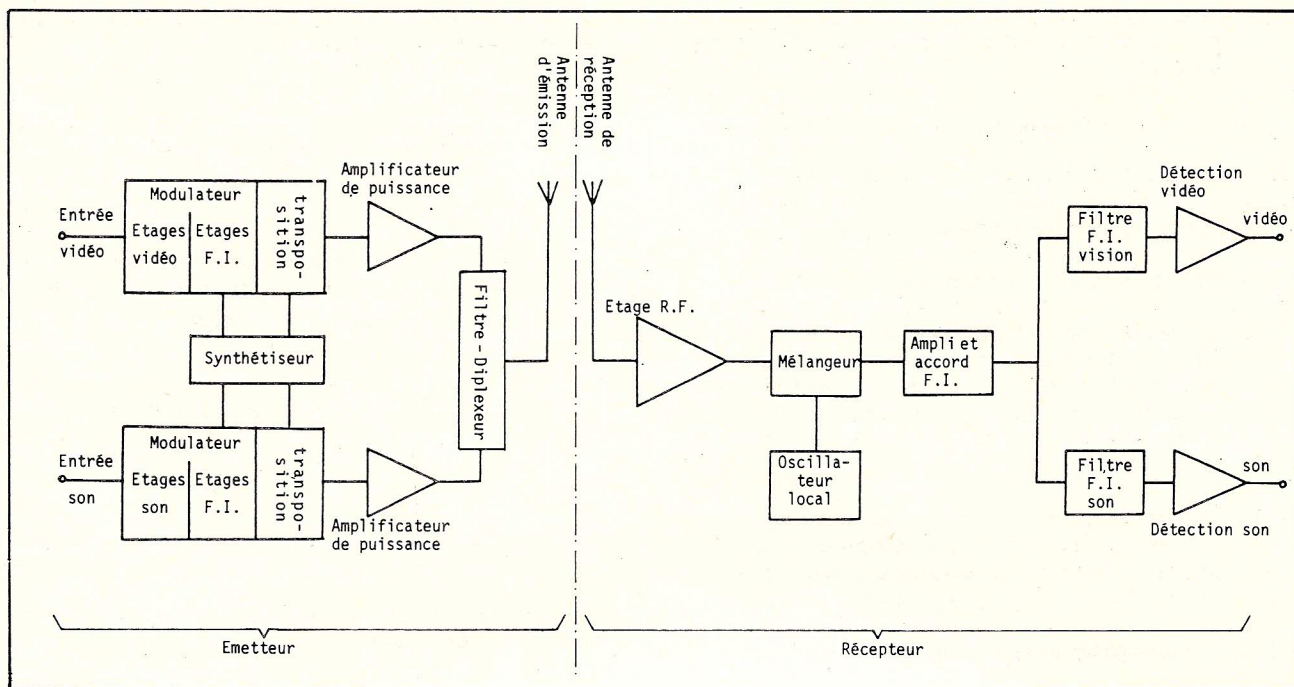


Figure 1 — Synoptique d'une chaîne de télédiffusion

- des distorsions de phase (distorsions liées à la réponse en temps de propagation de groupe)
- des désaccords du téléviseur
- du type de détection-vidéo adopté (détection d'enveloppe ou détection synchrone).

L'étude faisant l'objet de la première partie de cet article se décomposera de la façon suivante :

- tout d'abord, nous énumérerons brièvement les principales caractéristiques des systèmes de transmission à bandes latérales asymétriques,
- puis, après quelques généralités sur la modulation d'amplitude, nous donnerons un aperçu des principales caractéristiques du modèle de simulation adopté,
- enfin, nous montrerons comment évaluer à partir des résultats fournis par ce modèle, le taux d'erreur bit affectant le signal de données.

III — CARACTÉRISTIQUES DES SYSTEMES DE TRANSMISSION A BANDE LATÉRALE ATTÉNUÉE (B.L.A.)

Dans le standard aux normes L, l'émission de télévision comprend l'émission simultanée du signal d'image qui module en amplitude une porteuse image et du signal sonore qui module en amplitude une porteuse son. L'ensemble de ces deux signaux modulés occupe spectralement un canal radioélectrique.

La modulation en amplitude du signal d'image est particulière : il s'agit d'une modulation à bande latérale atténuée (B.L.A.). L'émetteur comporte un filtre qui atténue une partie d'une des deux bandes latérales du signal modulé : on gagne ainsi sur la largeur spectrale du signal modulé.

Le principe sur lequel repose le procédé de modulation à bande latérale atténuée est lié à la possibilité d'utiliser pour la démodulation un filtre dissymétrique appelé « filtre à flanc de Nyquist » : le signal image-son modulé issu des étages H.F. du téléviseur est transmis

aux circuits de détection à travers un filtre qui limite la bande spectrale amplifiée. Généralement le filtrage du signal modulé est « façonné » dans les étages d'amplification à fréquence intermédiaire (F.I.). La forme particulière de ce filtre est liée à la nécessité de transmettre uniformément les fréquences hautes et basses du spectre.

Le schéma synoptique de la figure 1 illustre les principes qui viennent d'être énoncés.

Les systèmes de modulation et de démodulation à bandes latérales asymétriques introduisent des distorsions linéaires et non-linéaires sur le signal démodulé : examinons brièvement ces défauts, d'abord en émission puis en réception.

3.1 Distorsions générées à l'émission

La figure 2 illustre d'une façon schématique la courbe de filtrage d'un émetteur à bande latérale atténuée. Ce procédé de modulation engendre quatre types de distorsions :

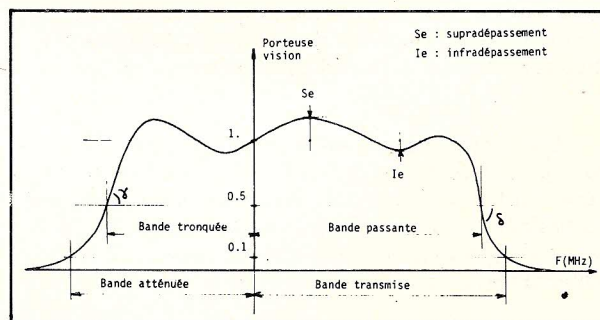


Figure 2 — Courbe de réponse d'un émetteur

a) Distorsions d'amplitude : elles sont dues

- aux limitations des bandes transmise et atténuée
- aux supra et infra-dépassements dont l'effet sur les régimes transitoires est lié à la position et à grandeur de ces dépassements dans le spectre de

modulation ; cet effet est d'autant plus important que la pulsation centrale du défaut est basse [2].

b) Distorsions de phase : elles sont engendrées par

- le filtre de coupure de la bande atténuée
- le filtre qui limite la bande passante
- les supra et infra-dépassements d'amplitude.

c) Distorsions de composition : elles sont dues au fait que les fréquences basses sont transmises à la fois dans la bande tronquée et dans la bande transmise alors que les fréquences élevées ne sont transmises que dans la partie supérieure de la bande.

d) Distorsions dues à l'effet de quadrature : les deux bandes latérales étant asymétriques, il se crée un signal parasite en quadrature avec le signal modulé [3].

3.2 Distorsions générées en réception

La figure 3 montre une courbe de réponse typique d'une platine de démodulation H.F.-F.I. équipant les téléviseurs.

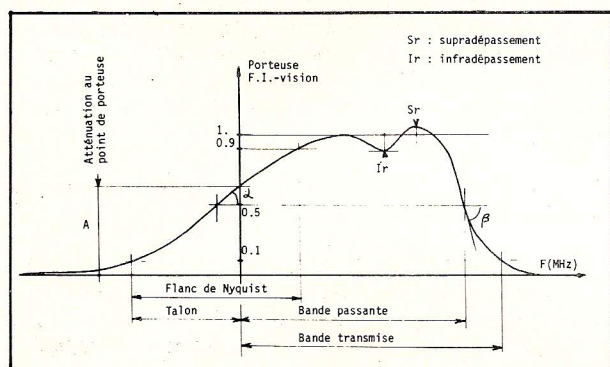


Figure 3 — Courbe de réponse F.I.-Image d'un récepteur de télévision

Les démodulateurs munis de filtres à «flanc de Nyquist» engendrent les quatre types de distorsions énumérées au paragraphe précédent. Il est bon également de remarquer que les filtres introduits pour produire des réjections sur certaines fréquences provoquent d'importantes distorsions de phase : il s'agit des filtres réjecteurs son (canal reçu et canal adjacent).

Ces considérations préliminaires sur les dégradations du signal vidéo (générées tant à l'émission qu'en réception) vont nous permettre d'aborder plus précisément les problèmes liés à la réception par les équipements à caractéristiques «grand-public», du signal de données numériques.

IV — SIMULATION DES CARACTÉRISTIQUES H.F. - F.I. - DÉTECTION DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION

4.1 Généralités sur la modulation d'amplitude

Soit un signal sinusoïdal E_o de pulsation Λ_o dont on fait varier l'amplitude au rythme d'une information à transmettre $a(t)$: nous disons que nous modulons

l'onde porteuse en amplitude et nous pouvons représenter le signal modulé sous la forme :

$$e(t) = a(t) \cdot \cos \Lambda_o t \quad (1)$$

En notation complexe la relation (1) devient :

$$\tilde{e}(t) = a(t) \cdot e^{j\Lambda_o t} \quad (2)$$

Le spectre du signal modulé défini par la relation (2) s'obtient en appliquant la transformée de Fourier qui associe au signal temporel $\tilde{e}(t)$ le spectre $\tilde{E}(\omega)$:

$$\tilde{E}(\omega) = \mathcal{F}[\tilde{e}(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{e}(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

Il vient

$$\tilde{E}(\omega) = A(\omega - \Lambda_o) \quad (4)$$

Dans la relation (4), $A(\omega)$ est le spectre de modulation en bande de base.

Conclusions :

1° Moduler en amplitude une onde porteuse de pulsation Λ_o revient à transposer le spectre du signal de modulation $a(t)$ autour de Λ_o .

2° Nous pouvons déterminer la réponse d'un filtre attaqué par un signal de spectre $A(\omega - \Lambda_o)$, en évaluant la réponse du filtre centré en $\omega = 0$ et attaqué par le signal de spectre $A(\omega)$, puis en transposant sa réponse de $+\Lambda_o$.

4.2 Expressions des signaux image et son modulés en amplitude

4.2.1 Signal image modulé

Le signal vidéo-fréquence se compose du signal de luminance-chrominance et des divers signaux de synchronisation. L'amplitude minimale du signal de luminance correspond au niveau du noir : dans le signal image modulé, le niveau du noir est représenté par une valeur définie de la porteuse vision indépendante de la luminance et de la nature de l'image reproduite. Le signal d'image étant par nature dissymétrique, la modulation d'amplitude de la porteuse-vision se caractérise par sa polarité vis-à-vis de ce signal. De plus, on convient de transmettre la composante continue utile du signal en alignant les niveaux de suppression, ce qui autorise une profondeur de modulation utile plus grande pour le signal de luminance.

Dans le standard de télévision aux normes L/Secam, la polarité choisie correspond à une modulation positive pour laquelle le niveau de synchronisation correspond à une porteuse-vision d'amplitude minimale (existence d'un résidu de porteuse) [4].

Compte-tenu de ces considérations, soit $I_m(t)$ le signal de modulation image dont le niveau de suppression est aligné sur zéro volt (figure 4).

D'autre part, soient E_o et Λ_o les caractéristiques d'amplitude et de pulsation de la porteuse-vision. La modulation d'amplitude de la porteuse par le signal d'image se traduit en notation complexe par la relation :

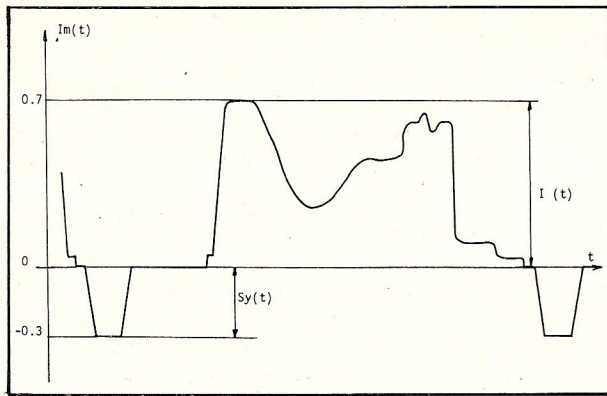


Figure 4 – Signal de modulation image

$$i(t) = [E_o + I_m(t)] \cdot e^{j\Lambda_o t} \quad (5)$$

Si l'on intègre le niveau de porteuse au signal de modulation, la relation (5) devient :

$$i(t) = I(t) \cdot e^{j\Lambda_o t} \quad (6)$$

avec

$$I(t) = E_o + I_m(t)$$

4.2.2 Signal image en bande de base

Considérons le signal $I_o(t)$ évoluant du niveau 0 au niveau 1, et exprimons un signal $I(t)$ variant de «b» à «a» en fonction de $I_o(t)$. Nous obtenons :

$$I(t) = (a - b) \cdot I_o(t) + b \quad (7)$$

D'après la relation (6), si l'on suppose que le résidu de porteuse est nul, il vient : $b = E_o$ = niveau de synchronisation

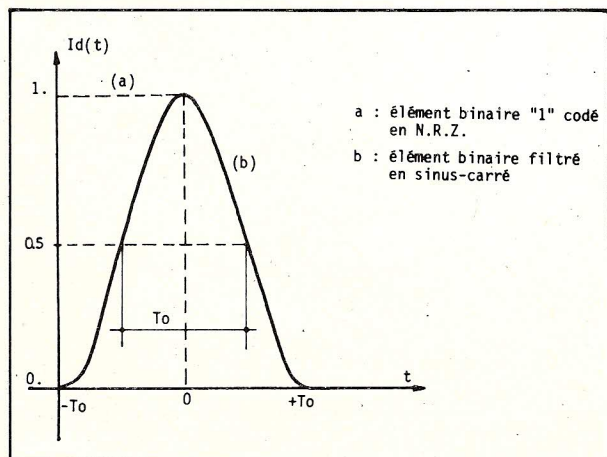
$$I(t) = I_m(t) = \text{signal de luminance d'amplitude } (a - b)$$

Dans notre étude $I_o(t)$ sera le signal de données normalisé à l'unité.

a) Expression du signal de données

Le signal de données est constitué d'une suite d'éléments binaires 0 et 1 de durée T_o à mi-hauteur, codés en N.R.Z. (non retour à zéro) et filtrés par un filtre de mise en forme en sinus-carré (figure 5).

Figure 5 – Élément binaire codé en N.R.Z. et filtré en sinus-carré



Le signal de données composé d'une séquence de N bits s'écrit :

$$I_o(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot I_d(t - nT_o) \quad (8)$$

avec N = longueur de la séquence (en nombre de bits)
 $a_n = 0$ ou 1 suivant la valeur du nième bit
 T_o = durée d'un bit à mi-hauteur

$I_d(t)$ est un élément binaire à «1» filtré en sinus-carré ; il est défini par :

$$I_d(t) = \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{t}{T_o} - 1 \right) \right] \quad \text{pour } -T_o \leq t \leq T_o \quad (9)$$

$$I_d(t) = 0 \quad \text{en dehors de l'intervalle } (-T_o, +T_o)$$

On voit que toute séquence peut s'exprimer à partir du signal de base $I_d(t)$.

b) Répartitions spectrales des signaux $I_d(t)$ et $I_o(t)$

Le spectre du signal de base $I_d(t)$ défini par (9) s'obtient par transformée de Fourier :

$$\text{soit } I_d(\omega) = \mathcal{F}[I_d(t)] = \frac{\sin(\omega T_o)}{\omega [1 - (\frac{\omega T_o}{\pi})^2]} \quad (10)$$

Le spectre de la séquence de N bits définie par (8) s'écrit :

$$I_o(\omega) = \mathcal{F}[I_o(t)] = I_d(\omega) \cdot \sum_{n=1}^N a_n e^{-jn\omega T_o} \quad (11)$$

4.2.3 Signal son modulé

Considérons une porteuse son d'amplitude crête E_s modulée par un signal sonore $S_u(t)$: soient Λ_s la pulsation de la porteuse son et Ψ_s son écart de phase par rapport à la porteuse image (E_o, Λ_o).

L'expression de la porteuse son modulée devient :

$$s(t) = [E_s + S_u(t)] \cdot e^{j(\Lambda_s t + \Psi_s)} \quad (12)$$

Par analogie avec la relation (6) nous poserons

$$S(t) = E_s + S_u(t) \quad (13)$$

et

$$s(t) = S(t) \cdot e^{j(\Lambda_s t + \Psi_s)}$$

4.2.4 Signal son en bande de base

Nous supposons que le signal de modulation est un signal sinusoïdal d'amplitude A et de pulsation ω_m :

$$S_u(t) = A \cdot \cos \omega_m t \quad (14)$$

D'où il vient $S(t) = E_s + A \cdot \cos \omega_m t$

Posons $m = A/E_s$; m est le taux de modulation

$$S(t) = E_s (1 + m \cdot \cos \omega_m t) \quad (15)$$

4.2.5 Signal image-son modulé

Soit $j(t)$ le signal image-son modulé :

$$j(t) = i(t) + s(t)$$

$$j(t) = I(t) \cdot e^{j\Lambda_0 t} + S(t) \cdot e^{j(\Lambda_s t + \Psi_s)}$$

Posons $\Lambda_v = \Lambda_s - \Lambda_0$ = écart interporteuses

$$\text{Il vient } j(t) = [I(t) + S(t) \cdot e^{j(\Lambda_v t + \Psi_s)}] e^{j\Lambda_0 t} \quad (16)$$

4.2.6 Signal de modulation image-son

L'expression du signal composite image-son se déduit de la relation (16) :

$$J(t) = I(t) + S(t) \cdot e^{j(\Lambda_v t + \Psi_s)}$$

$$\text{avec } I(t) = (a - b) \cdot \sum_{n=1}^N a_n \cdot I_d(t - nT_0) + b \quad (17)$$

$$S(t) = E_s (1 + m \cdot \cos \omega_m t)$$

4.3 - Caractéristiques amplitude et phase-fréquence F.I.-image des téléviseurs

Dans un démodulateur H.F./F.I., le signal modulé transposé en F.I. est transmis au circuit de détection vidéo à travers un filtre qui limite d'une façon asymétrique la bande spectrale transmise : la porteuse-vision F.I. se place sur l'un des flancs du filtre, ce flanc ayant une pente précise et constituant le «flanc de Nyquist» [5].

La figure 6 reproduit les courbes de réponse en amplitude et en temps de propagation de groupe d'un démodulateur type «grand-public». L'examen de la bande atténuée transmise par l'émetteur (voir figure 2) par rapport à la largeur du talon F.I. des récepteurs (figure 6) montre qu'il est possible d'étudier la réponse des démodulateurs à «flanc de Nyquist» avec un signal modulé en double-bande : par conséquent, nous utili-

serons la relation (16) comme expression du signal modulé image-son.

Compte-tenu de la forme particulière du filtre F.I., nous allons dans la suite mettre en évidence les différents défauts auxquels il donne naissance.

4.3.1 Réponse du filtre F.I. à une impulsion en sinus-carré

Soit $R(j\omega)$ la fonction de transfert du filtre F.I. La nature dissymétrique des courbes de réponse en phase et en amplitude conduit à décomposer la fonction $R(j\omega)$ en deux composantes paire et impaire.

$$R(j\omega) = H(\omega) \cdot e^{j\psi(\omega)}$$

$$\text{avec } H(\omega) = \text{module}(R(j\omega)) \quad (18)$$

$$\text{et } \psi(\omega) = \arg(R(j\omega))$$

$$\text{Posons } H(\omega) = P(\omega) + Q(\omega) \text{ avec } P = \frac{1}{2}(H^+ + H^-)$$

$$Q = \frac{1}{2}(H^+ - H^-)$$

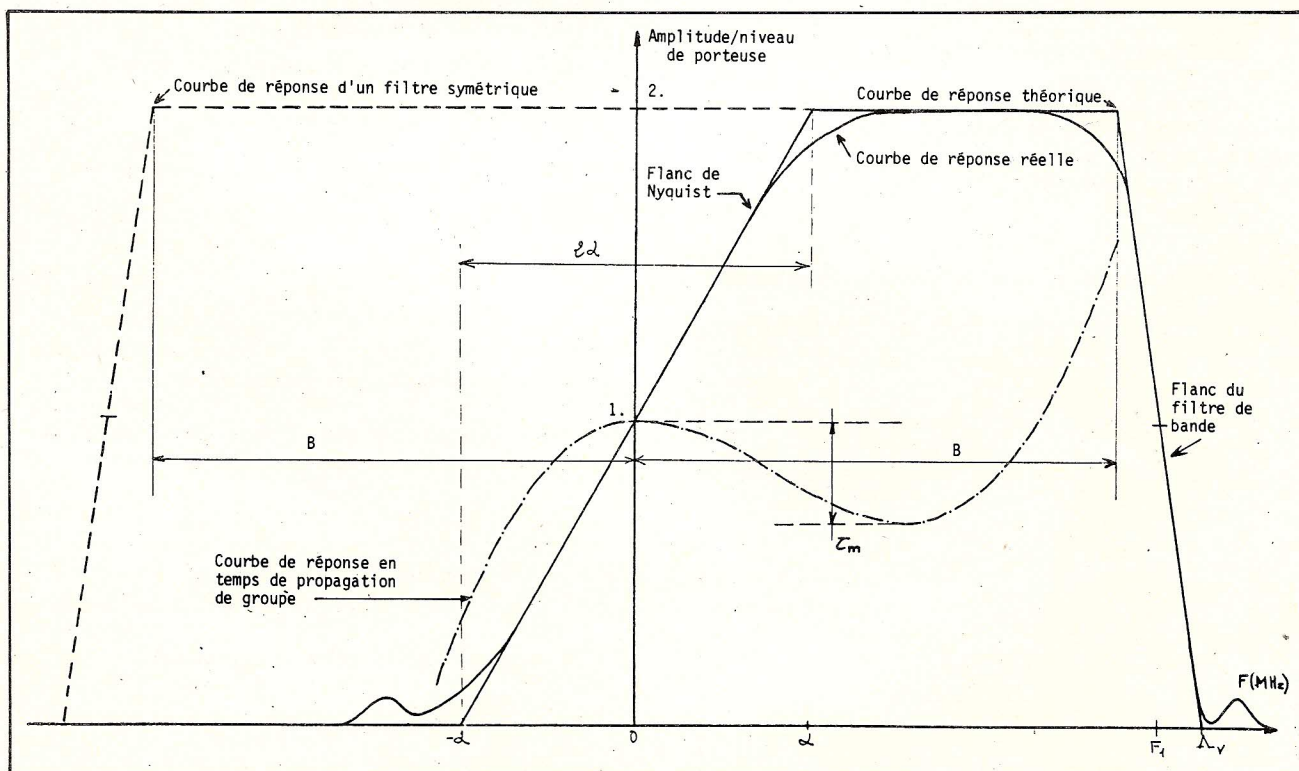
$$\text{et } \psi(\omega) = \alpha(\omega) + \beta(\omega) \text{ avec } \alpha = \frac{1}{2}(\psi^+ + \psi^-)$$

$$\beta = \frac{1}{2}(\psi^+ - \psi^-)$$

Compte-tenu de ces relations, évaluons la réponse de ce filtre à un signal en sinus-carré (voir relation 9) $I_d(t)$: pour cela prenons la transformée de Fourier inverse de la réponse spectrale définie par :

$$S(\omega) = I_d(\omega) \cdot R(j\omega) \quad (19)$$

Figure 6 - Courbe de réponse d'un démodulateur type «grand-public»



Il vient

$$s_o(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (20)$$

La décomposition en composantes paire et impaire conduit à une réponse du type :

$$s_o(t) = s_{op}(t) + j \cdot s_{oq}(t) \quad (21)$$

avec
$$s_{op}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} I_d(\omega) [P \cdot \cos \alpha \cdot \cos(\beta + \omega t) - Q \cdot \sin \alpha \sin(\beta + \omega t)] \cdot d\omega$$

et
$$s_{oq}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} I_d(\omega) [P \cdot \sin \alpha \cdot \cos(\beta + \omega t) + Q \cdot \cos \alpha \sin(\beta + \omega t)] \cdot d\omega$$

Dans l'expression (21), $s_{op}(t)$ est le signal en phase avec la porteuse et $s_{oq}(t)$ est un signal parasite en quadrature : c'est ce signal qui donne naissance à l'effet de «quadrature».

Évaluons à présent la réponse de ce filtre F.I. à une séquence de 1 et 0 du type (8).

4.3.2 Réponse du filtre F.I. au signal de données

Considérons un signal de données constitué par une séquence de N bits : la relation (8) fournit :

$$I_o(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot I_d(t - nT_o)$$

D'après (21), la réponse du filtre au signal $I_d(t - nT_o)$ sera de la forme :

$$s_o(t - nT_o) = s_{op}(t - nT_o) + j \cdot s_{oq}(t - nT_o)$$

Pour une séquence de N bits, nous obtenons :

$$S(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot s_o(t - nT_o) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot s_{op}(t - nT_o) + j \cdot \sum_{n=1}^N a_n s_{oq}(t - nT_o)$$

Globalement, apparaissent un signal en phase $I_p(t)$ et un signal en quadrature $I_q(t)$ correspondant à la séquence du signal de données d'entrée :

$$I_p(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot s_{op}(t - nT_o) \quad (22)$$

$$I_q(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot s_{oq}(t - nT_o)$$

Le signal $I_o(t)$ est par définition le signal normalisé entre 0 et 1 : dans le cas où ce signal évolue des niveaux «b» à «a» nous obtenons :

$$J(t) = J_p(t) + j \cdot J_q(t) \quad (23)$$

avec $J_p(t) = (a - b) \cdot I_p(t) + b \cdot H(o) \cdot \cos \phi(o)$

$$J_q(t) = (a - b) \cdot I_q(t) + b \cdot H(o) \cdot \sin \phi(o)$$

Remarque : Les relations (22) mettent en évidence les interférences intersymboles générées par le filtrage F.I.

En effet considérons le m^{ième} bit tel que $a_m = 1$; après filtrage, l'amplitude de cet bit vaut :

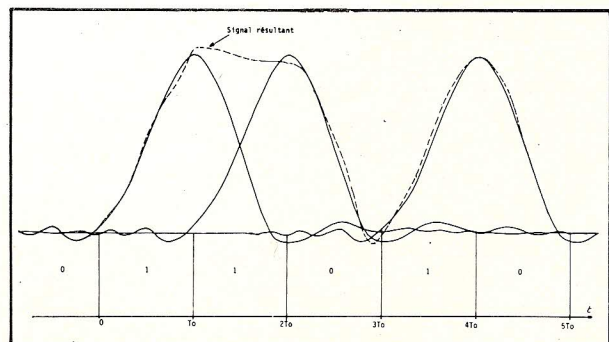
$$I_p(mT_o) = s_{op}(o) + \sum_{n \neq m}^N a_n \cdot s_{op}[(m - n)T_o]$$

et
$$I_q(mT_o) = s_{oq}(o) + \sum_{n \neq m}^N a_n \cdot s_{oq}[(m - n)T_o] \quad (24)$$

Dans ces relations $s_{op}(o)$ et $s_{oq}(o)$ caractérisent la réponse du filtre au m^{ième} bit isolé du reste de la séquence : les termes $\sum_{n \neq m}$ indiquent les contributions apportées par les (N - 1) bits de la séquence.

La figure 7 représente le phénomène de l'interférence intersymboles pour un message arbitrairement choisi et dans le cas du signal en phase $I_p(t)$. La sensibilité du signal de données à ces défauts sera mise en évidence lors du calcul du taux d'erreur bit (voir chapitre V).

Figure 7 — Combinaison des impulsions - Interférence intersymboles



4.3.3 Réponse F.I. au signal son

A l'entrée du filtre F.I. le signal son a pour expression (voir 16 et 17) :

$$s_v(t) = S(t) \cdot e^{j(\Lambda_v t + \Psi_s)}$$

avec $S(t) = E_s (1 + m \cdot \cos \omega_m t)$

Le spectre du signal son modulé étant par nature concentré autour de la pulsation Λ_v (écart interpo- seuses), le filtrage F.I. génère deux signaux dont l'un est en quadrature avec la porteuse image :

soit $S_{op}(t) + j \cdot S_{oq}(t)$ (25)

avec $S_{op}(t) = E_s \cdot H(\Lambda_v) \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_m t) \cdot \cos(\Lambda_v t + \Psi_s + \phi(\Lambda_v))$

et $S_{oq}(t) = E_s \cdot H(\Lambda_v) \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_m t) \cdot \sin(\Lambda_v t + \Psi_s + \phi(\Lambda_v))$

Ces deux relations nous montrent de quelle façon le son modulé va perturber le signal de données dans le cas où la réjection de la trappe son n'est pas suffisante (cas d'un désaccord par exemple).

4.3.4 Réponse image - son du filtre F.I. image

Les résultats précédents peuvent être regroupés sous forme d'un signal en phase et d'un signal en quadrature :

$$F(t) = J_u(t) + j J_v(t) \quad (26)$$

avec $J_u(t) = (a - b) \cdot I_p(t) + b \cdot H(o) \cdot \cos \phi(o) + S_{op}(t)$

$$\cos \phi(o) + S_{op}(t)$$

$$J_v(t) = (a - b) \cdot I_q(t) + b \cdot H(o) \cdot \sin \phi(o) + S_{oq}(t)$$

$$\sin \phi(o) + S_{oq}(t)$$

L'ensemble de ces résultats nous a conduit à adopter un modèle des caractéristiques HF/FI des téléviseurs : ce modèle est décrit dans le paragraphe suivant.

4.3.5 Modèle de simulation des caractéristiques HF/FI des récepteurs de télévision «grand-public»

Le schéma synoptique des démodulateurs H.F.-F.I. est représenté sur la figure 8.

Compte-tenu des considérations exposées au chapitre III et de l'analyse des réponses amplitude et phase-fréquence des téléviseurs, nous en avons déduit un modèle théorique sous forme d'expressions analytiques (pour de plus amples renseignements se reporter à l'annexe A). Outre l'accès aux principaux paramètres électriques, ce modèle tient compte des dégradations altérant le signal de données et ayant pour origine :

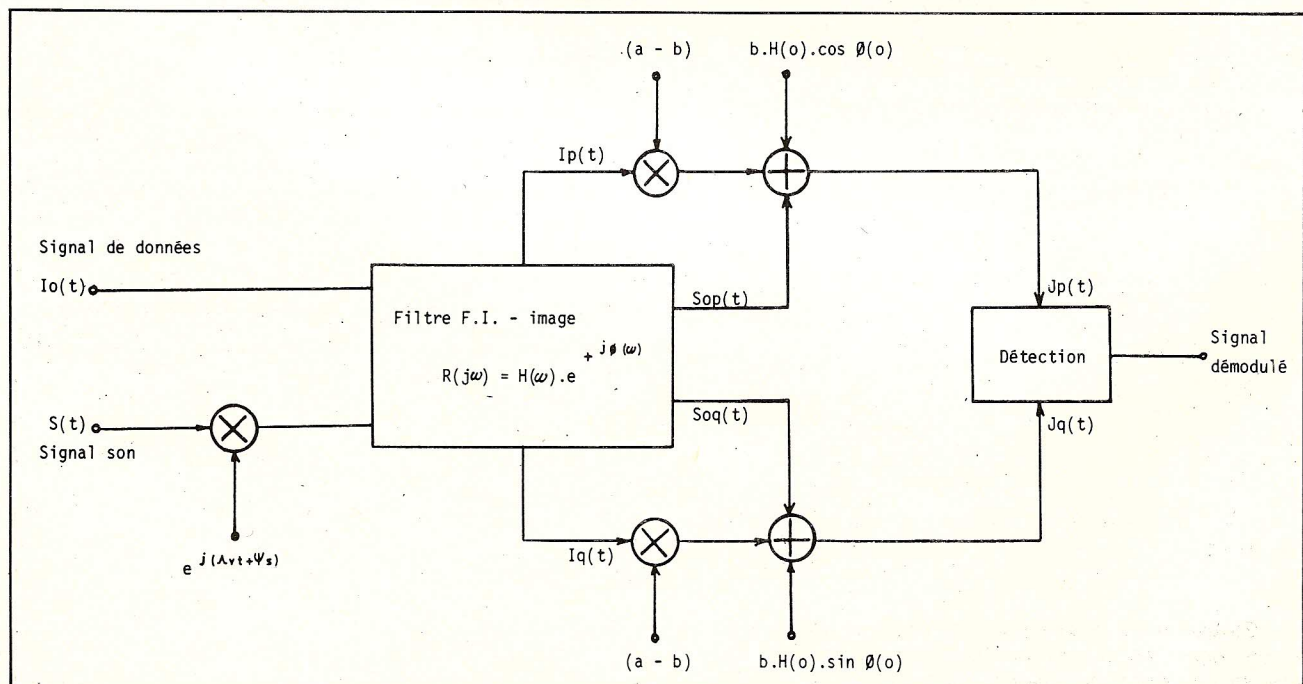
- un récepteur désaccordé (en l'absence de C.A.F.)
- un décentrage de la porteuse image F.I. par rapport au flanc de Nyquist
- une caractéristique de phase non-linéaire (influence des réjecteurs son).

4.4 Détection vidéo

En sortie F.I. et après filtrage, le signal modulé prend la forme (d'après 4.3.4)

$$F(t) = J_u(t) + j \cdot J_v(t) \quad (27)$$

Figure 8 — Modèle de simulation des démodulateurs de télévision type «grand-public»



Remarque : D'après la note 2° — du paragraphe 4.1, le filtre F.I. peut être considéré comme transposé en $\Delta_0 = 0$, d'où l'absence de la porteuse F.I.-image dans l'expression (27).

4.4.1 Détection d'enveloppe

Le principe de la démodulation par détection d'enveloppe consiste à restituer l'enveloppe du signal $F(t)$.

Nous obtenons

$$D_e(t) = [J_U^2(t) + J_V^2(t)]^{1/2} \quad (28)$$

4.4.2 Détection synchrone

Nous supposons que la détection est parfaitement synchrone, c'est-à-dire qu'elle s'effectue sans erreur de phase : avec cette hypothèse le signal détecté prend la forme

$$D_s(t) = J_U(t) \quad (29)$$

4.4.3 Influence de la C.A.G. (Commande Automatique de Gain)

Considérons un récepteur muni d'une commande automatique de gain indépendante du contenu de l'image (C.A.G. verrouillée). En présence d'un désaccord, la C.A.G. va agir sur le gain des étages H.F.-F.I. pour ramener le niveau de la porteuse vision à son niveau nominal.

Le niveau de porteuse en présence d'un désaccord s'obtient en faisant $\omega = 0$ dans l'expression (18) :

$$\text{Nous obtenons } R(o) = H(o) \cdot e^{j\phi(o)}$$

A ce stade deux cas peuvent être envisagés suivant le type de détection vidéo considéré.

a) Détection d'enveloppe

Le niveau de porteuse détecté sera égal à $H(o)$ pour un niveau d'entrée égal à l'unité. La C.A.G. va agir pour ramener le niveau de porteuse à son niveau nominal.

Dans ces conditions l'expression du signal détecté sera :

$$R(t) = \frac{D_e(t)}{H(o)} \quad (30)$$

b) Détection synchrone

Le niveau de porteuse détecté en démodulation synchrone est égal à $H(o) \cdot \cos \phi(o)$.

Nous en déduisons l'expression du signal détecté :

$$Y(t) = \frac{D_s(t)}{H(o) \cdot \cos \phi(o)} \quad (31)$$

Les résultats précédents vont nous permettre d'évaluer le taux d'erreur bit affectant le signal de données en présence des bruits dus à la transmission hertzienne et au téléviseur.

V — CALCUL DU TAUX D'ERREUR BIT

5.1 Bruits dans les récepteurs

Il est courant de regrouper sous le terme général de «bruits» des phénomènes d'origines diverses dont les effets perturbent la réception. Dans la plupart des cas, le bruit peut être considéré comme la résultante d'un grand nombre de petites perturbations sensiblement indépendantes : ces perturbations ont pour origine la transmission et les équipements de réception. Le bruit $n(t)$ présent à l'entrée des téléviseurs peut être considéré comme un bruit blanc à répartition gaussienne définie par la relation

$$p(n) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}} \quad (32)$$

σ^2 est la valeur quadratique moyenne du bruit.

Le filtrage opéré sur le signal par les étages H.F. amène à considérer le bruit à l'entrée des étages F.I. comme un processus aléatoire à bande étroite. Ce type de processus se représente sous la forme

$$n_e(t) = x(t) + j \cdot y(t) \quad (33)$$

Après filtrage en F.I. apparaissent deux composantes de bruit telles que

$$S_{ne}(t) = u(t) + j \cdot v(t) \quad (34)$$

On montre que les bruits $u(t)$ et $v(t)$ sont des processus gaussiens : ils sont aux mêmes instants statistiquement indépendants et possèdent la même valeur quadratique moyenne.

$$\sigma_u^2 = \sigma_v^2 = 2N_0 \int_0^{B_n/2} (P^2 + Q^2) \cdot df \quad (35)$$

où — $2N_0$ est la densité spectrale du bruit en F.I.

— B_n est la bande équivalente de bruit en H.F.

— P et Q sont les composantes paire et impaire du module de la fonction de transfert F.I. (voir 18).

La fonction de répartition des processus $u(t)$ et $v(t)$ s'exprime sous la forme :

$$p(u) = p(v) = \frac{1}{\sigma_u \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_u^2}} \quad (36)$$

5.2 Comment le bruit cause des erreurs

Considérons la suite de symboles représentée sur la figure 9 et supposons que ce signal soit affecté d'un bruit. Le procédé de régénération est simple : à chacun des instants d'échantillonnage t_i , le récepteur de données vient mesurer la tension composite «signal-bruit». Si le seuil de décision choisi est E_0 et que la tension composite dépasse E_0 , le récepteur décide qu'un «1» a été émis. Ou bien ce signal est inférieur à E_0 et le récepteur décide qu'un «0» a été émis. Par conséquent, il devient évident que la réception sera entachée d'erreurs suivant l'importance du bruit qui affectera le signal, mais également suivant le taux d'interférences intersymboles dont l'effet est de diminuer la marge de protection vis-à-vis du bruit.

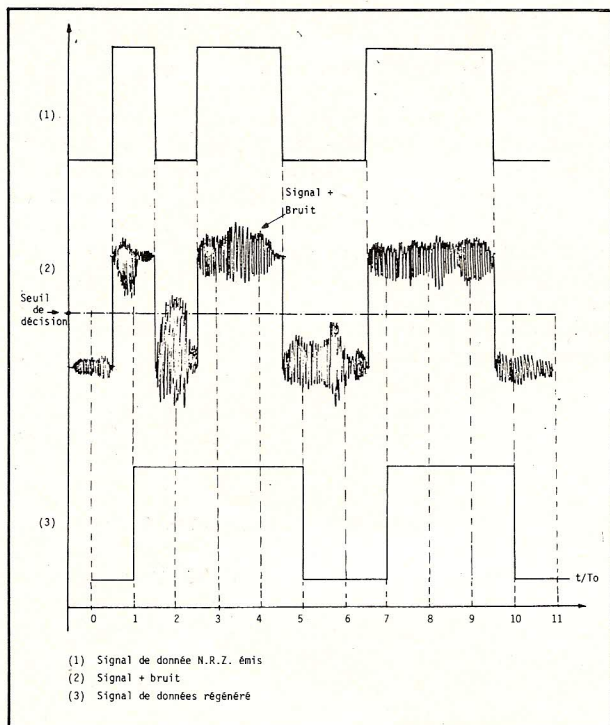


Figure 9 — Influence du bruit sur la restitution des données

Une des caractéristiques qui mesure la qualité du signal de données est le taux d'erreur bit c'est-à-dire la probabilité que le récepteur de régénération des données prenne une mauvaise décision et fasse une erreur.

L'importance de la notion de taux d'erreur nous a conduit à évaluer cette caractéristique du signal de données en sortie vidéo des récepteurs de télévision. Le calcul du taux d'erreur dépend de la fonction de répartition du bruit : or, cette fonction est liée au mode de détection utilisé. En effet, alors que la détection synchrone est un processus de démodulation linéaire, il n'en est pas de même de la détection d'enveloppe qui altère les caractéristiques statistiques et énergétiques du bruit. C'est pourquoi nous allons traiter ces deux cas séparément.

5.3 Taux d'erreur bit en détection synchrone

Le signal composite en sortie détection s'exprime sous la forme :

$$D_Y(t) = Y(t) + u(t) \quad (37)$$

Le processus aléatoire $u(t)$ étant gaussien, la probabilité d'erreur sur un bit (P_e^1 et P_e^0) s'obtient par intégration de sa fonction de répartition :

$$\text{soit } P_e^1 = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{Y^1(t_e) - E_o}{\sigma_u \sqrt{2}} \right) \right] \quad (38)$$

$$\text{et } P_e^0 = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{E_o - Y^0(t_e)}{\sigma_u \sqrt{2}} \right) \right] \quad (39)$$

où — E_o est le seuil d'échantillonnage

— $\operatorname{erf}(x)$ est la fonction d'erreur

— σ_u est l'écart-type de la composante de bruit en phase (35).

Le taux d'erreur bit sur une séquence s'obtient en calculant la moyenne des probabilités d'erreur sur toutes les configurations.

Une autre méthode consiste à calculer un taux d'erreur par excès à partir du diagramme de l'oeil (figure 10). Ce diagramme s'obtient en échantillonnant le signal de données à fréquence bit, puis en superposant les différentes configurations de la séquence. On obtient par ce procédé une figure en forme d'oeil dont l'ouverture par rapport au seuil de décision choisi permet d'évaluer la qualité du signal de données.

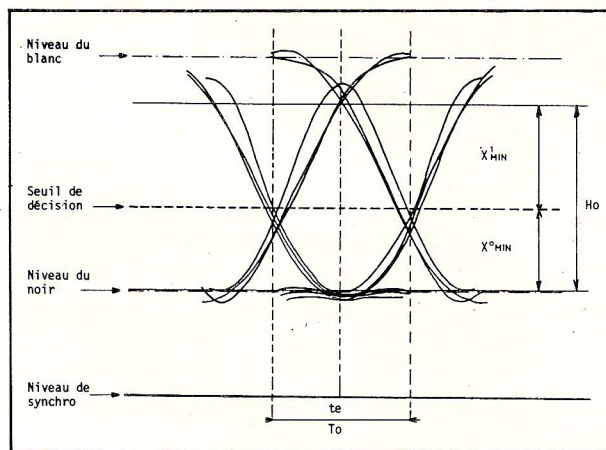


Figure 10 — Diagramme de l'oeil

Si $X^1 \text{ MIN}$ et $X^0 \text{ MIN}$ sont les marges de protection vis-à-vis du bruit, le taux d'erreur bit par excès vaut pour une séquence aléatoire

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\frac{X^0 \text{ MIN}}{\sigma_u \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{X^1 \text{ MIN}}{\sigma_u \sqrt{2}} \right) \right) \right] \quad (40)$$

Remarque : Si le seuil de décision est placé au milieu de l'oeil, nous aurons $X^0 \text{ MIN} = X^1 \text{ MIN} = \frac{1}{2} H_o$ où H_o est l'ouverture de l'oeil.

Le taux d'erreur devient :

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{H_o}{2\sigma_u \sqrt{2}} \right) \right] \quad (41)$$

Les relations (40) et (41) montrent que l'on aura intérêt à placer le seuil de décision au milieu de l'oeil et à échantillonner le signal aux instants où l'ouverture de l'oeil est maximale.

5.4 Calcul du taux d'erreur bit en détection d'enveloppe

En présence de bruits le signal détecté peut s'exprimer sous la forme :

$$p(t) = [(I_u(t) + u(t))^2 + (I_v(t) + v(t))^2]^{1/2} \quad (42)$$

$$\text{avec } I_u(t) = \frac{J_u(t)}{H(o)} \text{ et } I_v(t) = \frac{J_v(t)}{H(o)}$$

Précédemment, on a vu que les processus $u(t)$ et $v(t)$ étaient gaussiens et statistiquement indépendants : ces propriétés sont utilisées pour calculer la fonction de répartition du signal $p(t)$. Par transformation en

coordonnées polaires, on détermine la fonction de répartition définie par :

$$q(p) = \frac{p}{\sigma_u^2} \cdot I_0 \left(\frac{p \cdot R}{\sigma_u^2} \right) e^{-\frac{p^2 + R^2}{2\sigma_u^2}} \quad (43)$$

où — $I_0(x)$ est la fonction de Bessel d'ordre zéro et d'argument imaginaire

— σ_u^2 est la valeur quadratique moyenne du bruit $u(t)$

— $R(t)$ est le signal détecté en l'absence de bruit.

La probabilité d'erreur s'évalue en intégrant la fonction de répartition du processus $p(t)$. Sans trop rentrer dans le détail des calculs, on montre que les probabilités d'erreur sur les «1» et les «0» ne sont pas égales, et la position optimale du seuil de décision dépend du niveau de bruit superposé au signal utile.

VI — CONCLUSION

Dans la première partie de cet article consacré au problème des distorsions en diffusion de données, nous nous sommes attachés, d'une part à définir un modèle permettant de simuler les principaux défauts introduits par les récepteurs de télévision type «grand-public», et d'autre part à chiffrer, du point de vue taux d'erreur bit, la qualité du signal de données numériques. L'exploitation de ce modèle théorique nous permettra de tirer les conclusions qui s'imposent quant à la conception et aux spécifications à imposer aux caractéristiques des platines H.F.-F.I. en vue de leur utilisation pour la réception des signaux de données. Les résultats de cette étude seront publiés dans un prochain numéro de cette revue et constitueront la deuxième partie de cet article.

ANNEXE A

Caractéristiques de modèle de simulation des réponses H.F.-F.I. des téléviseurs

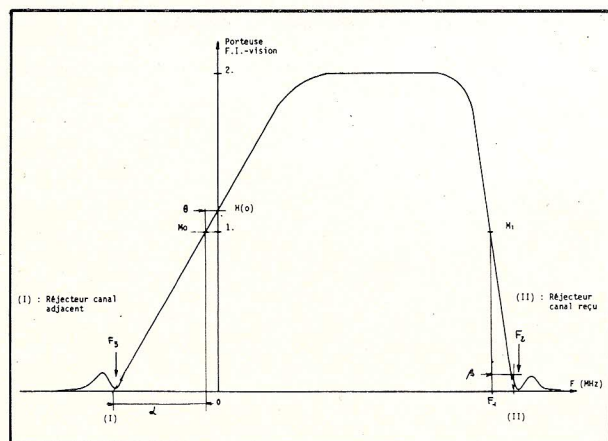
$$R(j, F) = H(F) \cdot e^{j\phi(F)}$$

où $H(F)$ = Réponse Amplitude - Fréquence

$\phi(F)$ = Réponse Phase - Fréquence.

1° Réponse Amplitude - Fréquence (figure 11)

Figure 11 — Courbe de simulation de la réponse Amplitude/fréquence H.F.-F.I. des téléviseurs



$$H(F) = H_1(F) \cdot H_2(F) \cdot H_3(F) \quad (44)$$

$$\text{avec } H_1(F) = \text{th} \left(\frac{F - \theta - \Delta}{\alpha} \right) - \text{th} \left(\frac{F - F_1 - \Delta}{\beta} \right)$$

$$H_2(F) = \left[\frac{a_2^2 + \left(\frac{F - F_2 - \Delta}{\lambda_2} \right)^2}{1 + \left(\frac{F - F_2 - \Delta}{\lambda_2} \right)^2} \right]^{1/2} \quad \text{Réjecteur son du canal de réception}$$

$$H_3(F) = \left[\frac{a_3^2 + \left(\frac{F - F_3 - \Delta}{\lambda_3} \right)^2}{1 + \left(\frac{F - F_3 - \Delta}{\lambda_3} \right)^2} \right]^{1/2} \quad \text{Réjecteur son du canal adjacent}$$

Les paramètres sur lesquels on peut agir sont les suivants :

- décentrage de la porteuse vision par rapport au flanc de Nyquist (θ)
- talon de Nyquist (α)
- bande étroite (F_1)
- talon en bande étroite (β)
- fréquence d'accord du réjecteur son canal-reçu (F_2)
- largeur du filtre réjecteur son canal - reçu (à -3 dB vaut $2\lambda_2$)
- atténuation apportée par le réjecteur à la fréquence d'accord ($\frac{1}{a_2}$)
- fréquence d'accord du réjecteur canal adjacent (F_3)
- largeur du filtre réjecteur son canal adjacent (à -3 dB vaut $2\lambda_3$)
- atténuation du réjecteur à la fréquence F_3 ($\frac{1}{a_3}$)
- désaccord du téléviseur (Δ)

2° Réponse Phase - Fréquence

Deux cas peuvent être considérés : avec ou sans correction de phase.

A — Filtre F.I. corrigé en phase

La réponse en phase se déduit de la courbe de temps de retard de groupe dont la loi de variation peut être approximée par la fonction (figure 12)

$$\tau_g(F) = K \cdot \left[\text{ch} \left(\frac{F - \Delta}{\gamma} \right) - \text{ch} \left(\frac{\Delta}{\gamma} \right) \right] \quad (45)$$

La réponse en phase se déduit de (45)

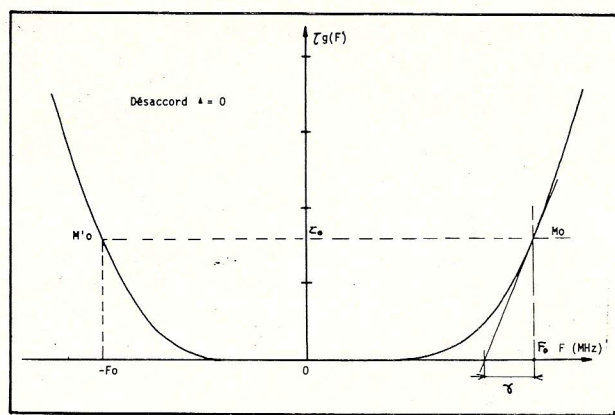


Figure 12 — Courbe de simulation de temps de retard de groupe d'un filtre F.I.-image corrigé

$$\phi(F) = -2\pi \cdot K \cdot \gamma \cdot \left[\operatorname{sh} \left(\frac{F - \Delta}{\gamma} \right) - \left(\frac{F - \Delta}{\gamma} \right) \cdot \operatorname{ch} \left(\frac{\Delta}{\gamma} \right) \right] \quad (46)$$

Les paramètres sont les suivants :

- le talon de la réponse en temps de groupe (γ)
- le coefficient K défini au point M_0 (F_0, τ_0) par la relation

$$K = \frac{\tau_0}{\operatorname{ch} \left(\frac{F_0}{\gamma} \right) - 1} \quad (47)$$

- le désaccord du téléviseur (Δ)

B — Filtre F.I. non corrigé en phase

Expression du retard de groupe

La réponse en temps de groupe d'un filtre non corrigé peut être approximée par la relation (figure 13) :

$$\tau_n(F) = \tau_m \cdot \left[\lambda_0 - \left(1 - \frac{F - \Delta}{f_0} \right) \left(1 - \frac{F - \Delta}{f_1} \right)^2 \right] \quad (48)$$

où $\lambda_0 = \left(1 + \frac{\Delta}{f_0} \right) \left(1 + \frac{\Delta}{f_1} \right)^2$

Expression de la phase

$$\phi_n(F) = -2\pi \sum_{i=1}^4 \mu_i \cdot (F - \Delta)^i \quad (49)$$

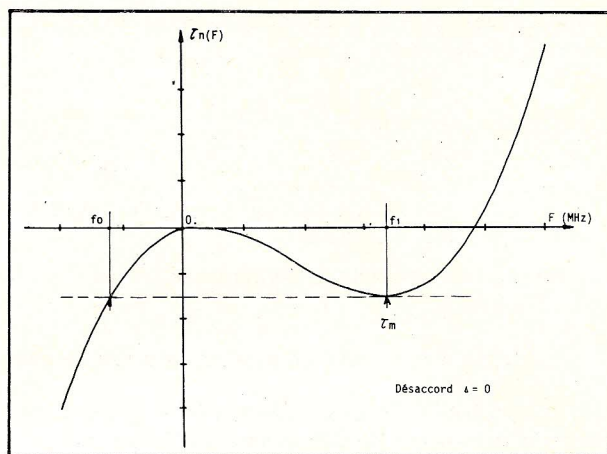


Figure 13 — Courbe de simulation de temps de retard de groupe d'un filtre F.I.-image non corrigé

avec $\mu_1 = \tau_m (\lambda_0 - 1)$

$$\mu_2 = \frac{\tau_m}{2} \left(\frac{1}{f_0} + \frac{2}{f_1} \right)$$

$$\mu_3 = -\frac{\tau_m}{3} \left(\frac{1}{f_1} + \frac{2}{f_0} \right) \frac{1}{f_1}$$

$$\mu_4 = \frac{\tau_m}{4 f_0 \cdot f_1^2}$$

Les paramètres sur lesquels on peut agir sont au nombre de quatre :

- le retard maximal dans la bande transmise (τ_m)
- les fréquences f_0 et f_1 relatives aux deux trappes son
- le désaccord du téléviseur (Δ)

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Revue de Radiodiffusion-Télévision : n° 40 - Nov-Déc. 1975
- [2] L. BOURASSIN — «Les systèmes de télévision à bandes latérales asymétriques» — L'onde électrique - Nov-Déc. 1954
- [3] H. NYQUIST and K.W. PELAGER — «Effect of the quadrature component in single sideband transmission» — Bell System Technical Journal 1940 (pages 63 à 73).
- [4] Dossiers Techniques T.D.F. — TEC 1-75-4. «Caractéristiques techniques de l'émission en télévision».
- [5] L. GOUSSOT — «La télévision monochrome et en couleur» — Eyrolles (p. 420).