# Effets de la dynamique des évanouissements sélectifs dans un égaliseur et une boucle de récupération de porteuse couplés

Juan J. OLMOS *

**Résumé**

*Cet article étudie le comportement d'un égaliseur non linéaire et d'une boucle de récupération de porteuse couplés en présence d'évanouissements sélectifs dus à une propagation par trajets multiples, dont les caractéristiques varient avec le temps de manière continue. On a tenu compte des transitions entre les évanouissements à déphasage minimal et ceux à déphasage non minimal, avec des vitesses de variation de la profondeur de l'évanouissement de 120 dB/s, ainsi que des évanouissements qui balaient la bande du signal à 300 MHz/s. La libre interaction est possible entre les deux dispositifs. Les évolutions des coefficients de l'égaliseur obtenues par simulation sont comparées aux évolutions théoriques en vue de justifier l'augmentation de la valeur quadratique moyenne de l'erreur obtenue, ce qui, éventuellement, peut conduire à la coupure de la liaison. Le degré de liberté excédentaire qui apparaît dans la phase de la porteuse récupérée semble ne pas affecter le comportement correct du système couplé.*

**Mots clés :** Faisceau hertzien, Transmission numérique, Egaliseur, Récupération porteuse, Evanouissement sélectif, Régime dynamique, Simulation système, Modulation quadrature, Modulation déplacement amplitude.

## SELECTIVE FADING DYNAMICS EFFECTS ON THE COUPLED EQUALIZER AND CARRIER RECOVERY LOOP

**Abstract**

*The tracking behaviour of a decision-feedback equalizer coupled to a carrier recovery loop, in the presence of a dynamic multipath fading activity has been studied. Minimum phase↔non minimum phase type fading transitions with notch depth variation rates up to 120 dB/s, and fadings sweeping accross the signal band at 300 MHz/s have been considered. Free interaction between the two adaptive devices is allowed. Simulated tap gains are compared to those theoretically obtained in order to justify the observed rms error increase which can eventually lead to the system outage. The extra freedom degree arising in the recovered carrier seems not to disturb the correct behaviour of the coupled system.*

**Key words :** Radio-relay link, Digital transmission, Equalizer, Carrier recovery, Selective fading, Dynamic conditions, System simulation, Quadrature modulation, Amplitude shift keying.

**Sommaire**

I. *Introduction.*
II. *Description du système.*
III. *Description de la simulation.*
IV. *Résultats de la simulation.*
V. *Conclusion.*
*Bibliographie (6 réf.).*

## I. INTRODUCTION

Les performances des faisceaux hertziens numériques de moyenne et de grande capacité sont fortement influencées par les effets de la propagation par trajets multiples. La propagation par trajets multiples produit un évanouissement sélectif dans la bande occupée par le signal qui peut mener à la coupure de la liaison, même en présence d'une puissance reçue relativement importante. Plusieurs techniques ont été proposées pour combattre les effets des évanouissements sélectifs. L'égalisation en bande de base est particulièrement attrayante par son prix de revient réduit et la simplicité de son implantation. A cet effet, on a réalisé un grand nombre de travaux

* Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación, Universidad Politécnica de Cataluña, Apdo. 30.002, 08080 Barcelona, Espagne.

qui ont déterminé les performances dans des conditions d'évanouissement statique. Les égaliseurs non linéaires (ENL) sont capables de compenser des évanouissements très profonds avec une augmentation du bruit limitée. Pour déterminer les performances du système dans un contexte réaliste, il est nécessaire de prendre en compte l'activité dynamique du canal troposphérique en présence des évanouissements. Le comportement auto-adaptatif de l'égaliseur pendant les transitions entre évanouissements à déphasage minimal et ceux à déphasage non minimal (DM↔DNM) a été déjà étudié en considérant l'emploi d'une boucle de récupération de porteuse (BRP) débranchée de l'égaliseur. Mais on a pu démontrer que les boucles de récupération de porteuse qui fonctionnent sur la base des données récemment détectées et qui sont utilisées d'ordinaire dans des systèmes de modulations à haut débit, sont très sensibles à la distorsion du signal reçu, de telle façon que l'emploi d'un égaliseur en bande de base améliorera d'une manière drastique les performances du récepteur seulement si la boucle de récupération de porteuse agit sur le signal déjà égalisé [1]. Cette situation est connue sous le nom de couplage entre les deux dispositifs auto-adaptatifs et, si cette mesure n'est pas prise, la gigue de phase dans le démodulateur produite par le mauvais fonctionnement du BRP ne permettra pas au récepteur de détecter correctement l'information si l'évanouissement va au-delà de quelques décibels de profondeur. La contrepartie résultant du couplage du ENL avec le BRP est la possibilité d'interaction entre l'algorithme d'actualisation des coefficients de l'égaliseur et le signal de commande du BRP. Dans cet article, on étudiera le comportement dynamique d'un ENL et d'un BRP couplés en présence de l'activité dispersive du milieu de transmission avec un système MAQ 16 ou MAQ 64, travaillant à 140 Mbit/s. On a réalisé une étude par simulation par ordinateur. A cause du changement de position du coefficient de référence pendant les transitions produites par l'évanouissement à l'intérieur de la bande de Nyquist, on n'a pas considéré de restrictions d'aucune sorte dans les coefficients de l'égaliseur. On a étudié les transitions entre évanouissements DM↔DNM à fréquence fixe, ainsi que les évanouissements qui balaient la bande du signal aux plus hautes rapidités de variation mesurées expérimentalement.

## II. DESCRIPTION DU SYSTÈME

La figure 1 représente le système équivalent en bande de base. Cette figure est applicable indifféremment à MAQ 16 ou à MAQ 64 si les données complexes sont prises correctement. La réponse impulsionnelle globale en l'absence de distorsion est en cosinus surélevé et distribuée entre émetteur et récepteur

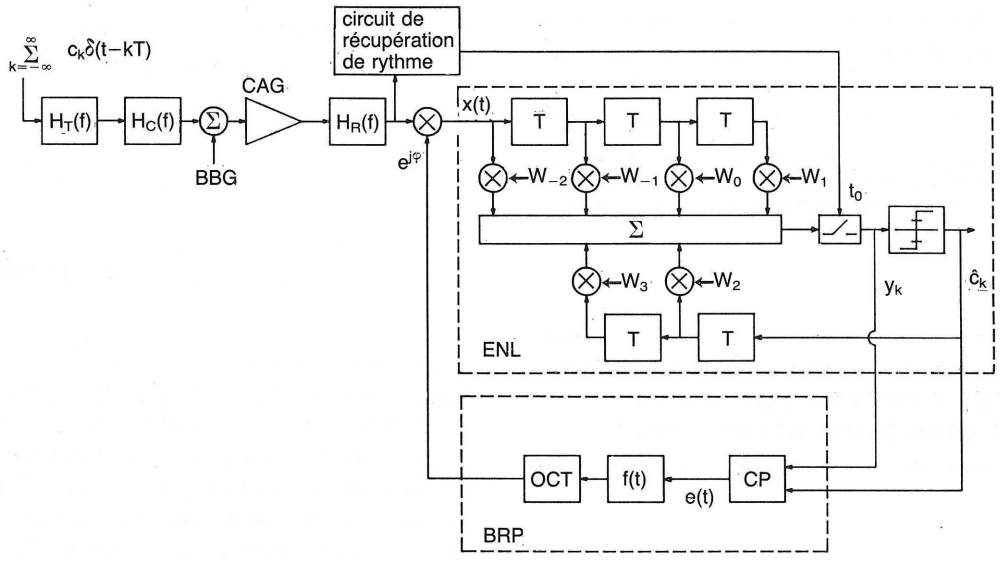


FIG. 1. — Schéma du canal de transmission équivalent en bande de base.

$T$ = Durée d'un symbole,
$\{c_k\}$ = Données complexes,
$\delta(t)$ = Fonction de Dirac,
$H_T(f)$ = Fonction de transfert du filtre d'émission,
$H_C(f)$ = Fonction de transfert équivalente en bande de base du milieu de transmission,
BBG = Bruit blanc gaussien,
CAG = Commande automatique de gain,
$H_R(f)$ = Fonction de transfert du filtre du récepteur,
ENL = Egaliseur non linéaire,
BRP = Boucle de récupération de porteuse,
CP = Comparateur de phase,
$f(t)$ = Réponse impulsionnelle du filtre de boucle.
OCT = Oscillateur à commande par tension.

*Baseband equivalent transmission system.*

de manière optimale en ce qui concerne le bruit. La commande automatique de gain se dessine de façon à maintenir constante la puissance moyenne du signal à l'entrée du démodulateur. Le signal complexe démodulé, $x(t)$, est :

$$x(t) = \sum_k c_k h(t - kT)\, e^{j\varphi} + N(t). \quad (1)$$

Dans (1) $h(t)$ est la réponse impulsionnelle globale, comprenant les effets de la propagation :

$$h(t) = \text{TF}^{-1}[H(f)],$$

où :

$$H(f) = G_{\text{CAG}}\, H_T(f)\, H_C(f)\, H_R(f), \quad (2)$$

et $\text{TF}^{-1}$ est la transformation inverse de Fourier.

Nous écrirons les données complexes, $\{c_k\}$, ainsi :

$$c_k = a_k - \mathbf{j} b_k , \quad (3)$$

où $a_k$ et $b_k$ sont des variables aléatoires indépendantes qui prennent des valeurs équiprobables dans l'ensemble d'entiers impairs $\{\pm 1, \pm 3\}$ pour MAQ 16 et dans l'ensemble $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ pour MAQ 64. $\varphi$ représente l'erreur de phase existante entre la porteuse reçue et la porteuse récupérée et $N(t)$ est le bruit complexe gaussien filtré. Le débit binaire, qu'il s'agisse de MAQ 16 ou de MAQ 64, est de 140 Mbit/s.

Pour modéliser le canal troposphérique en présence d'évanouissements sélectifs, nous avons utilisé le modèle à deux rayons avec retard constant proposé par Rummler, c'est-à-dire :

$$H_C(f) = 1 - b\, e^{-j2\pi(f - f_s)\tau} ; \quad (4)$$
$$B = -20 \log(1 - b) \quad (0 \leqslant b \leqslant 1),$$

$$H_C(f) = 1/b - e^{-j2\pi(f - f_s)\tau} ; \quad (5)$$
$$B = -20 \log(1 - 1/b) \quad (1 \leqslant b < \infty),$$

$B$ étant la profondeur de l'évanouissement en dB, $f_s$ le décentrage de l'évanouissement par rapport à la fréquence de la porteuse et $\tau$ le retard entre le rayon principal et le secondaire ($\tau = 6{,}3$ ns) [2]. L'atténuation plate n'a pas été envisagée en (4) ni en (5) puisqu'elle est compensée par le dispositif de CAG, et l'augmentation de puissance du bruit est comptabilisée en considérant un rapport signal/bruit inférieur à la valeur nominale. Il est facile de voir que, indépendamment de ce que $b$ soit plus grand ou plus petit que l'unité, la valeur de crête du temps de propagation de groupe en (4) ou en (5) est :

$$t_g(f_s) = \tau b/(b - 1). \quad (6)$$

Les évanouissements à déphasage minimal (déphasage non minimal) se caractérisent par une valeur de crête du temps de propagation de groupe de signe négatif (positif). En conséquence, tant que la valeur absolue de $\tau$ est constante, son signe peut être positif ou négatif. Dans le premier cas, quand $b$ passe progressivement d'une valeur zéro à une valeur infinie, il se produira une transition DM→DNM, et pour le second cas une transition DNM→DM.

Le circuit de récupération de rythme est constitué par un dispositif quadratique opérant sur fréquence intermédiaire. Le système a l'avantage de permettre de récupérer le rythme indépendamment de la porteuse, et il ne se montre pas trop sensible à la distorsion du signal pour ce qui concerne au gigue de l'instant d'échantillonnage. L'instant d'échantillonnage récupéré, $t_0$ , dépend des paramètres du milieu de transmission ($b$, $\tau$ et $f_s$) présents à chaque moment, et peut être relié à eux à travers une expression analytique [3] :

$$t_0 = \frac{-T}{2\pi} \arg\left[1 + b\, e^{-j\pi\tau/T}\left(b\, e^{-j\pi\tau/T} - 2\cos(2\pi f_s\tau)\, \frac{\text{sinc}(\beta\tau/T)}{1 - (\beta\tau/T)^2}\right)\right]. \quad (7)$$

Dans l'expression (7), arg[.] signifie l'argument d'un nombre complexe et $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$· $\beta$ est le coefficient de retombée de la fonction de transfert globale utilisée.

La valeur du gain du circuit CAG nécessaire pour compenser la perte de puissance moyenne produite par la composante sélective de l'évanouissement peut ainsi être exprimée analytiquement avec les paramètres de celle-ci. On obtient :

$$G_{\text{CAG}} = \left[1 + b^2 - 2b\cos(2\pi f_s\tau)\,\text{sinc}\left(\frac{\tau}{T}\right) \times \frac{\cos(\beta\pi\tau/T)}{1 - (2\beta\tau/T)^2}\right]^{-1/2}. \quad (8)$$

Comme on le voit sur la figure 1, l'égaliseur utilisé est du type récursif, puisqu'il contient le dispositif de décision. On a supposé 4 cellules dans la partie linéaire et 2 cellules dans la partie récursive puisque l'inclusion des étapes additionnelles dans la partie linéaire ou dans la partie récursive n'introduit pas d'amélioration appréciable dans les performances de l'égaliseur. En ce qui concerne l'auto-adaptation des coefficients, on a choisi le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM). Selon ce qui précède, l'algorithme d'auto-adaptation utilisé adopte les expressions :

$$W_i^{k+1} = W_i^k - \mu\, \hat{\varepsilon}_k\, x_{k-i}^* \quad (i = -2, -1, 0, 1),$$
$$W_i^{k+1} = W_i^k - \mu\, \hat{\varepsilon}_k\, \hat{c}_{k-i+1}^* \quad (i = 2, 3), \quad (9)$$

où « * » indique le complexe conjugué, $W_i^k$ est la valeur du « $i$-ième » coefficient complexe au « $k$-ième » instant d'actualisation, $\mu$ est le pas de quantification de l'algorithme, $\hat{\varepsilon}_k$ l'erreur complexe à l'instant $k$ : $\hat{\varepsilon}_k = y_k - \hat{c}_k$ (voir Fig. 1) et $x_k$ les échantillons du signal démodulé à l'entrée de chaque cellule : $x_k = x(t_0 + kT)$. L'échantillon du signal à la sortie de l'égaliseur au « $k$-ième » instant d'échantillonnage, $y_k$ , vaut :

$$y_k = \sum_{j=-2}^{1} W_j\, x_{k-j} + \sum_{j=2}^{3} W_j\, \hat{c}_{k-j+1} . \quad (10)$$

La raison pour laquelle le coefficient de référence, $W_0$ , n'est pas le dernier de la partie linéaire est la

suivante : une analyse du comportement de l'instant d'échantillonnage basée sur l'expression (7) met en évidence que, au cours des transitions DM↔DNM, l'instant d'échantillonnage ne quitte l'intervalle : $|t_0/T| < 0{,}5$ que si l'évanouissement se trouve dans la bande de Nyquist ($|f_s T| < 0{,}5$) et, quand cela se produit, la valeur finale de $t_0$ après la transition devient $t_0 = \tau - T\,\mathrm{sgn}(\tau)$. Etant donné que le milieu de transmission apporte une augmentation (diminution) de $\tau$ secondes du temps de propagation du signal, l'égaliseur est obligé d'apporter une diminution (augmentation) de $T$ secondes. Ce changement dans le temps total de propagation de l'information est obtenu par un déplacement en avant ou en arrière (en fonction du signe de $\tau$) de la position du coefficient de référence. Si la transition se produit avec l'évanouissement hors de la bande de Nyquist, le changement de position du coefficient de référence n'est pas nécessaire, la valeur finale de $t_0$ étant toujours $t_0 = \tau$ (voir dans la figure 2 le comportement de l'instant d'échantillonnage avec $\beta = 0{,}5$). Si le coefficient de référence, $W_0$, est choisi de manière qu'il soit le dernier de la partie linéaire de l'égaliseur, cela rend impossible son déplacement ultérieur vers la droite, si ce déplacement était requis par les caractéristiques d'un évanouissement sélectif qui pourrait avoir lieu.

La boucle de récupération de porteuse emploie les données récemment détectées comme information pour récupérer la phase porteuse reçue. Le comparateur de phase est celui qui a été proposé en [4]. Ce comparateur est facile à introduire, car il n'exige que la connaissance du signe des grandeurs $y_k$ et $\hat{c}_k$. On évite ainsi l'emploi de multiplicateurs analogiques, remplacés par des portes ou exclusif. Ne présentant pas de points de faux couplage, ce BRP n'oblige pas à la transmission d'une séquence de données préétablie pour obtenir le synchronisme lorsque le système démarre. Le signal erreur donné par le comparateur de phase, $e(t)$, a comme valeur, au « $k$-ième » instant d'échantillonnage :

$$e_k = \mathrm{Im}[\mathrm{sgn}(y_k^*)\cdot \mathrm{sgn}(\hat{\varepsilon}_k)], \tag{11}$$

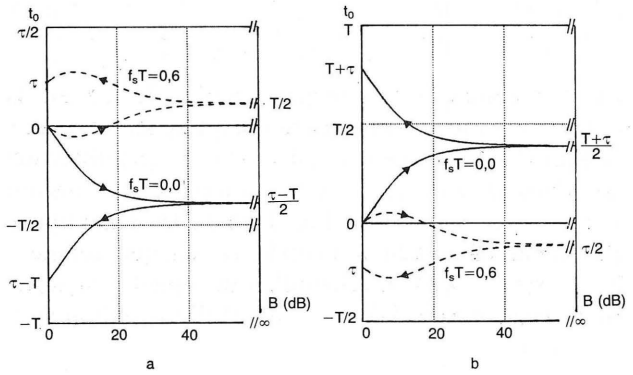


FIG. 2. — Evolution de l'instant d'échantillonnage $t_0$ pour $\tau/T = 0{,}2205$.

a) Transition DM → DNM,

b) transition DNM → DM.

*Sampling instant evolution.*

où $\hat{\varepsilon}_k = y_k - \hat{c}_k$, et le signe d'un nombre complexe est défini par :

$$\mathrm{sgn}(a + \mathbf{j}b) = \mathrm{sgn}(a) + \mathbf{j}\,\mathrm{sgn}(b). \tag{12}$$

Les composantes d'$y_k$ en phase, $y_k^f$, et en quadrature, $y_k^q$, sont telles que :

$$y_k = y_k^f - \mathbf{j}\,y_k^q. \tag{13}$$

Le comportement du comparateur de phase donné par le gradient stochastique de (11) équivaut à rendre minimale la grandeur :

$$Q = \mathrm{E}\left[\frac{|y_k^f - \hat{a}_k| + |y_k^q - \hat{b}_k|}{|y_k|}\right], \tag{14}$$

(E[.] = espérance statistique)

où $\hat{c}_k = \hat{a}_k - \mathbf{j}\hat{b}_k$, [4].

Remarquons que $e_k$ ne peut prendre que les valeurs zéro ou $\pm$ 2. Pour la conception correcte du filtre de boucle, il faut connaître le gain en boucle fermée du BRP. Cela exige de connaître la constante caractéristique du détecteur de phase ($\gamma$ en V/rad) qui, en régime permanent, nous donne la proportionnalité existante entre la valeur moyenne du signal d'erreur, $e(t)$, et l'erreur de phase, $\varphi$. En ce qui concerne le comparateur de phase employé, avec une modulation MAQ à constellation carrée : MAQ — $2^{2p}$ et en l'absence de distorsion, la valeur de $\gamma$ est, en fonction du rapport signal/bruit (RSB) :

$$\gamma \simeq \sqrt{\frac{6/\pi}{1 - 4^{-p}}}\; 10^{[\mathrm{RSB(dB)}/20]}\ (\mathrm{V/rad}). \tag{15}$$

L'expression (15) a été obtenue en particularisant à l'origine la dérivée de la courbe en « S » de la boucle [4] et est valable pour des rapports signal/bruit au-dessus de 20 dB. Le filtre de boucle est du premier ordre, selon le schéma de la figure 3.

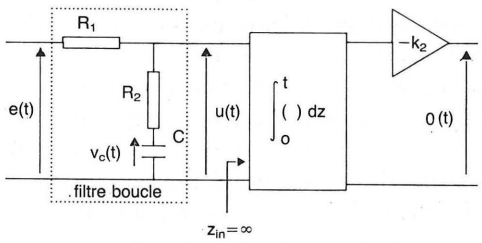


FIG. 3. — Système linéaire avec mémoire à simuler.

*Linear system with memory to be simulated.*

A l'aide du procédé théorique de calcul des coefficients de l'égaliseur, il est démontré que l'erreur de phase dans le démodulateur, $\varphi$, n'a aucune influence sur les valeurs des coefficients des cellules récursives de l'égaliseur. Compte tenu que les données estimées, $\hat{c}_k$, ne contiennent pas elles non plus d'information sur $\varphi$, on peut affirmer que la contribution de la partie récursive de l'égaliseur dans $y_k$ (voir (10) ) ne contient aucune information concernant $\varphi$. Par conséquent, la dérivée de cette contribution par rapport à $\varphi$ est

nulle, et cela implique que, du point de vue du comparateur de phase, dont le signal erreur (voir (11)) est un gradient stochastique, la contribution de la partie récursive de l'égaliseur agit comme une restriction c'est-à-dire, comme le terme d'une addition sur lequel le comparateur de phase n'a aucun contrôle au moment de rendre minimale la grandeur $Q$ (voir (14)). L'interaction entre $\varphi$ et la partie linéaire de l'égaliseur est la seule possible, et la condition de diaphonie nulle s'accomplit dans l'échantillon principal, c'est-à-dire :

$$\varphi + \arg[h'(t_0)] = 0, \tag{16}$$

$h'(t)$ étant la réponse impulsionnelle globale du système, en excluant la partie récursive de l'égaliseur.

Compte tenu qu'aussi bien $\varphi$ que $h'(t)$ sont actualisés de manière auto-adaptative, la condition (16) ne se traduit pas par un couple unique de paramètres. Le couplage de l'égaliseur avec le BRP donne lieu à un degré de liberté supplémentaire dans le système, ce qui rend imprévisible le comportement de $\varphi$ et de $\arg[h'(t_0)]$ envisagés séparément. Nos résultats montrent que le degré de liberté supplémentaire ne présente aucun problème, bien que le filtre de boucle doive être prévu de façon à compenser l'accroissement du facteur d'amortissement du BRP, $\zeta$, résultat du couplage entre égaliseur et BRP [5]. Il peut être démontré, en effet, que dans des conditions de propagation normale, et si s'accomplit la condition :

$$K_2 \gamma \gg K_0 \equiv \frac{\mathrm{E}[|c_k|^2]\,\mu}{\eta T}, \tag{17}$$

$K_2$ étant la sensibilité de l'OCT en rad/s/V et $\eta$ le nombre d'éléments de signal ayant lieu entre deux mises à jour consécutives des coefficients de l'égaliseur, l'ensemble égaliseur plus BRP agit comme une boucle du deuxième ordre avec un facteur d'amortissement $\zeta'$ donné par :

$$\zeta' = \zeta + \frac{K_0}{2\,\omega_n}, \tag{18}$$

$\zeta$ étant le facteur d'amortissement du BRP découplé et $\omega_n$ la fréquence naturelle [rad/s] qui reste inchangée. Cette augmentation du facteur d'amortissement se traduit par une augmentation de la largeur de bande équivalente de bruit du système couplé par rapport au BRP isolé.

En définissant les paramètres $\tau_1$ et $\tau_2$ qui caractérisent le filtre de la boucle (voir Fig. 3) comme :

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)\,C, \qquad \tau_2 = R_2 C, \tag{19}$$

les expressions finales de $\zeta'$ et de $\omega_n$ deviennent :

$$\omega_n^2 = \frac{K_2 \gamma}{\tau_1}, \tag{20}$$

$$\zeta' = \frac{\omega_n}{2}\left(\tau_2 + \frac{1}{K_2 \gamma}\right) + \frac{K_0}{2\,\omega_n}. \tag{21}$$

Des expressions (20) et (21) on peut dégager les valeurs de $\tau_1$ et $\tau_2$ nécessaires pour que l'ensemble BRP plus égaliseur agisse selon les valeurs de $\zeta'$ et $\omega_n$ désirées. On admet que $K_2$ , $\mu$, $\eta$ et RSB sont des données. La valeur de $\gamma$ est obtenue à partir de l'expression (15).

## III. DESCRIPTION DE LA SIMULATION

Afin d'étudier le comportement dynamique de l'ensemble égaliseur plus BRP, on a mis en place un programme de simulation par ordinateur qui permet de faire varier de manière progressive les paramètres du milieu de transmission. Le programme prévoit que les cellules de l'égaliseur s'actualisent toutes les $\eta T$ secondes, $\eta$ étant un entier plus grand que l'unité. Ceci permet d'obtenir un temps de simulation plus court, puisque le cycle de base du programme est équivalent à $\eta T$ secondes du temps réel. Chaque fois qu'un cycle est terminé, la réponse impulsionnelle globale, l'instant d'échantillonnage et la valeur de $G_{\mathrm{CAG}}$ sont actualisés. Aussi bien la valeur de $G_{\mathrm{CAG}}$ que l'instant d'échantillonnage sont obtenus par des expressions analytiques définies par les paramètres de l'évanouissement (voir (7) et (8)). Le signal complexe démodulé engendré par des séquences pseudoaléatoires de symboles et auquel est ajouté le bruit, est égalisé et, en prenant le signal comme base, on décide, selon le critère de distance minimale, l'état MAQ transmis. L'erreur complexe estimée s'emploie pour actualiser les coefficients de l'égaliseur (voir (9)) et l'erreur de phase dans le démodulateur. Le programme suppose que la valeur de $\eta$, en comparaison avec le nombre de cellules de l'égaliseur, est suffisamment grande pour qu'il n'existe pas de corrélation entre les signaux présents dans l'égaliseur dans deux actualisations consécutives, et que l'erreur de phase varie lentement par rapport à la rapidité de modulation. Les paramètres du milieu de transmission sont mis à jour selon les plus hautes vitesses de variation mesurées expérimentalement [6]. On a retenu deux critères de variation :

a) évanouissement à fréquence fixe qui, commençant par une profondeur de 0 dB, s'approfondit linéairement en décibels jusqu'à 60 dB, change le signe de son temps de propagation de groupe pour retourner ensuite à la situation de propagation normale ;

b) évanouissement central qui s'approfondit jusqu'à 20 ou 40 dB et conserve cette profondeur en déplaçant sa position vers l'extérieur de la bande du signal, pour disparaître ensuite.

Avant d'entrer pour la première fois dans le cycle de base, le programme s'assure que les données introduites satisfont l'inégalité (17) et que la valeur de $\tau_2$ tirée de (21) n'est pas négative. Quand on envisage une évolution du type a) (transition DM↔DNM), on utilise toujours en premier lieu l'expression (4)

pour $H_C(f)$. Quand l'évanouissement change le signe de son temps de propagation de groupe et commence à diminuer sa profondeur, on utilise l'expression (5). Le sens de la transition est contrôlé par le signe de $\tau$. Pour les évolutions du type b), on utilise toujours l'expression (4) et le type d'évanouissement (DM ou DNM) est contrôlé par le signe de $\tau$.

Quant à l'erreur de phase dans le démodulateur, $\varphi$, toutes les $\eta T$ secondes on actualise selon l'équation :

$$(22)\quad \varphi^{k+1} = \varphi^k + \Delta\omega\,\eta\,T - K_2 \int_{kT}^{(k+\eta)T} e(t) * f(t)\,\mathrm{d}t\,.$$

(« * » : opérateur convolution)

où $\Delta\omega$ est la différence de fréquences [rad/s] entre la fréquence intermédiaire FI reçue et la fréquence de repos de l'OCT, et $f(t)$ la réponse impulsionnelle du filtre de boucle. On peut démontrer que la valeur quadratique moyenne du bruit de phase présente dans le démodulateur quand on utilise le démodulateur ici considéré est directement proportionnelle au produit $B_L\eta T$ ($B_L$ [Hz] étant la largeur de bande équivalente de bruit du BRP et $\eta T$ [s] l'intervalle entre les actualisations consécutives du signal erreur). Dans les systèmes réels, le signal erreur du comparateur de phase s'actualise toutes les $T$ secondes. Ici, pour que le comportement du BRP simulé soit ajusté à la réalité, il faut alimenter le programme de simulation avec un produit $\omega_n\eta T$ égal au produit $\omega'_n T$ du système physique que l'on veut simuler.

Considérant, sans nuire à la généralité, $\Delta\omega = 0$, l'équation (22) correspond au système linéaire avec mémoire de la figure 3.

Le fait que $e(t)$ reste constant entre deux actualisations consécutives rend facile l'analyse de ce système par la méthode de variables d'état. Etant donné la simplicité du système, les équations de simulation sont, dans ce cas, exactes. Pour n'importe quel intervalle de temps défini par : $[kT \leqslant t \leqslant (k+\eta)T]$ $(k = 0, 1, 2, ...)$, il est évident que l'évolution de la tension dans le condensateur est :

$$(23)\quad V_C(t) = V_C(kT)\,\mathrm{e}^{-(t-kT)/\tau_1} + e_k(1 - \mathrm{e}^{-(t-kT)/\tau_1}),$$

où $e_k$ est la valeur prise par $e(t)$ pour $[kT \leqslant t \leqslant (k+\eta)T]$. Par conséquent, la loi de récurrence suivante applique :

$$(24)\quad V_C[(k+\eta)T] = e_k + (V_C(kT) - e_k)\,\mathrm{e}^{-1/(\tau_1/\eta T)},$$

et on vérifie aussi que (voir Fig. 3) :

$$(25)\quad u(t) = e(t) + \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_1}\,(e(t) - V_C(t)).$$

En intégrant l'expression (25) et en la combinant avec la relation (23), il est facile d'obtenir la loi de récurrence pour $\varphi$ :

$$(26)\quad \varphi[(k+\eta)T] = \varphi(kT) - K_2\eta T\left[e_k + \left(\frac{\tau_2}{\eta T} - \frac{\tau_1}{\eta T}\right)[V_C((k+\eta)T) - V_C(kT)]\right]$$

Les expressions (26) et (24) permettent d'actualiser instant par instant et de manière exacte l'erreur de phase dans le démodulateur. La valeur de $e_k$ est obtenue, une fois dans le cycle de base du programme, à partir de l'expression (11), en ayant soin au préalable d'avoir pris connaissance de l'échantillon du signal égalisé et de l'erreur complexe.

Evidemment, une des particularités de ce procédé de simulation est que, dans l'ignorance du processus que subit le signal dans l'égaliseur pendant l'intervalle entre les actualisations des coefficients, il n'est pas possible de simuler le phénomène de propagation d'erreurs dans la partie récursive de l'égaliseur. Bien heureusement, si le nombre de cellules dans la partie récursive est petit, le phénomène de propagation d'erreurs est peu important, non seulement parce que cela suppose une faible augmentation de la probabilité d'erreur, mais aussi parce que les rafales d'erreur sont de courte durée.

## IV. RÉSULTATS DE LA SIMULATION

On a envisagé un système MAQ 16 ou MAQ 64 ayant un débit binaire de 140 Mbit/s et un rapport signal sur bruit, à la sortie de l'amplificateur de CAG, de 40 dB. Le coefficient de retombée de la fonction de transfert globale est $\beta = 0{,}5$. La fréquence naturelle et le facteur d'amortissement modifié du BRP sont, respectivement, $f_n = 35$ kHz et $\zeta' = 1/\sqrt{2}$. La sensibilité de l'OCT est $K_2 = 10$ MHz/V. Le pas de quantification dans l'algorithme d'auto-adaptation de l'égaliseur est $\mu = 8 \cdot 10^{-4}$ et on a pris $\eta = 50$. Le canal troposphérique augmente ou diminue la profondeur de l'évanouissement à une vitesse constante de 120 dB/s.

### IV.1. Transitions déphasage minimal↔déphasage non minimal avec évanouissement centré.

La figure 4 montre l'évolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition

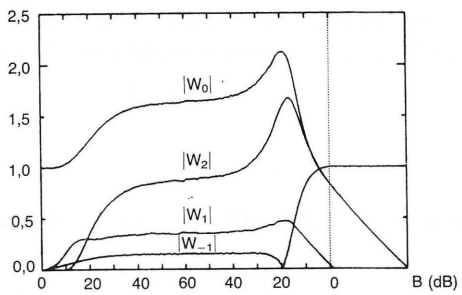


FIG. 4. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DM → DNM, avec $f_s T = 0{,}0$, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_s T = 0.0$, in a 64 QAM system.*

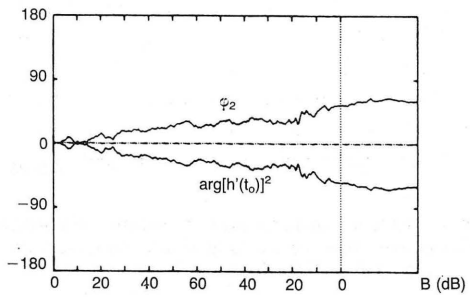


FIG. 5. — Evolution de $\varphi$ et d'arg $[h'(t_0)]$ au long d'une transition DM → DNM, avec $f_s\,T = 0{,}0$ dans un système MAQ 64.

*Evolution of $\varphi$ and arg$[h'(t_0)]$ during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 64 QAM system.*

DM→DNM avec évanouissement centré dans un système MAQ 64. Il s'agit d'une évolution de type a). La figure 5 montre l'évolution de l'erreur de phase $\varphi$ dans le démodulateur et de celle d'arg$[h'(t_0)]$ au long de cette transition, et la figure 6, l'évolution de l'erreur quadratique moyenne : $\sqrt{E[|\hat{\varepsilon}_k|^2]}$. La simulation s'est poursuivie après avoir atteint la situation de propagation normale afin d'observer l'affaiblissement de $|W_0|$ et de $|W_2|$. Si le rapport signal sur bruit est élevé, avec $W_{-1}$ comme coefficient de référence, et dans des conditions de propagation normale, la situation $W_2 = -W_0\,e^{j\varphi}$ est une pseudo-solution qui donne une erreur quadratique moyenne (EQM) un peu supérieure seulement à la valeur minimale théorique qui apparaîtrait en appliquant la vraie solution [3]. Pour le système MAQ 16, en supposant la même évolution du milieu de transmission, on a obtenu des résultats similaires. A des fins de comparaison, la figure 7 montre l'évolution du EQM obtenu. Aussi bien le système MAQ 16 que le système MAQ 64 sont capables de supporter la grande rapidité de variation de la profondeur de l'évanouissement que représentent les 120 dB/s.

La figure 4 reflète de façon claire le changement de position du coefficient de référence dû au déplacement de l'instant d'échantillonnage. Après la transition, le coefficient de référence se déplace d'une position vers la gauche pour compenser l'avance de l'instant d'échantillonnage par rapport au cas de

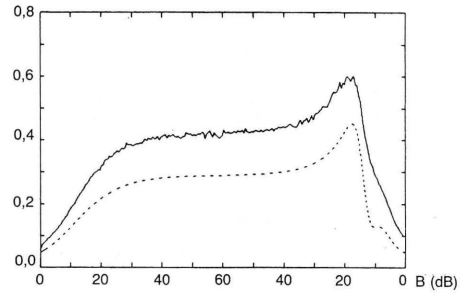


FIG. 6. — Erreur quadratique moyenne théorique (ligne hachurée) et EQM simulée au long d'une transition DM → DNM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 64.

*Theoretical (dashed line) and simulated root mean square error during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 64 QAM system.*

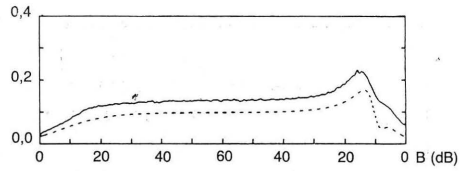


FIG. 7. — Erreur quadratique moyenne (ligne hachurée) et EQM simulée au long d'une transition DM → DNM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 16.

*Theoretical (dashed line) and simulated root mean square error during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 16 QAM system.*

propagation normale. La figure 5 nous confirme la validité de l'équation (16). L'exactitude de l'équation (16) a été vérifiée dans toutes les simulations réalisées. Sur la figure 5, la ligne hachurée à la verticale de 0° représente, instant par instant, la somme des deux grandeurs : $\varphi + \arg[h'(t_0)]$. La figure 6 nous montre que la valeur maximale de l'EQM ne se produit pas quand la profondeur de l'évanouissement est maximale, mais lorsque l'égaliseur déplace son coefficient de référence. Cette conclusion est générale, car elle se vérifie dans toutes les simulations effectuées.

Comme on peut observer sur la figure 5, l'erreur de phase, $\varphi$, présente un comportement erratique car, comme il s'agit d'un évanouissement centré, il n'y a pas de diaphonie et la valeur d'équilibre que prendrait $\varphi$ si l'on employait un BRP découplé de l'égaliseur serait de zéro degré. En raison du couplage avec l'égaliseur, il apparaît un degré de liberté excédentaire qui fait que $\varphi$ s'écarte de la valeur zéro et que les coefficients de l'égaliseur ne sont pas des nombres réels. La rotation du signal démodulé créée par cette valeur non nulle de $\varphi$ est compensée, instant par instant, par une rotation égale et de sens contraire créée par la partie linéaire de l'égaliseur. Il est donc possible, du point de vue analytique, d'enlever toute influence du BRP des coefficients de l'égaliseur. Il suffit pour cela de multiplier par $e^{j\varphi}$ les valeurs de tous les coefficients de la partie linéaire obtenus par simulation, la valeur de $\varphi$ apparaissant sur la figure 5 pour chaque profondeur de l'évanouissement. Nous obtiendrons avec cette opération une nouvelle évolution des coefficients de l'égaliseur correspondant à celle que l'on aurait obtenue par simulation si on avait imposé la restriction $\varphi \equiv 0°$. Tous les coefficients seront déjà ici des nombres réels. Cette opération a été effectuée pour comparer les résultats de la simulation avec l'évolution théorique. L'évolution théorique est obtenue de manière strictement analytique selon la théorie classique de l'égaliseur récursif. En donnant la réponse impulsionnelle globale sans égaliseur en présence de distorsion et le rapport signal/bruit. il est possible d'obtenir de manière exacte le vecteur de coefficients qui rend minimal le EQM. Sur la figure 8, on montre par une ligne hachurée l'évolution théorique, et par une ligne continue l'évolution simulée des coefficients de l'égaliseur pour la transition DM→DNM, avec évanouissement centré dans un système MAQ 64.

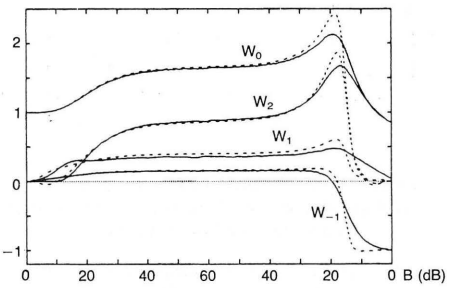


FIG. 8. — Evolutions théorique et simulée des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DM → DNM, avec $f_sT = 0{,}0$ dans un système MAQ 64.

*Simulated and theoretical tap gains evolution during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$ in a 64 QAM system.*

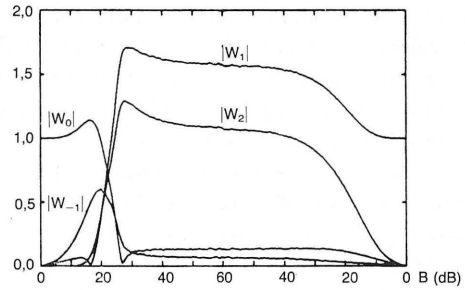


FIG. 9. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 64 QAM system.*

La figure 9 fait apparaître les modules des coefficients de l'égaliseur pour la transition dans le sens DNM→DM, avec évanouissement centré, dans un système MAQ 64. La figure 10 montre l'évolution du

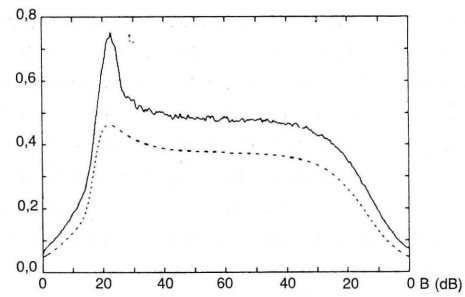


FIG. 10. — Erreur quadratique moyenne théorique (ligne hachurée) et EQM simulée au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 64.

*Theoretical (dashed line) and simulated root mean square error during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 64 QAM system.*

EQM dans ce cas et la figure 11 montre le EQM obtenu en supposant un système MAQ 16 dans les mêmes conditions d'évanouissement. Sur la figure 12 est comparée l'évolution théorique des coefficients (ligne

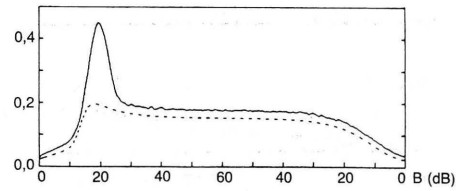


FIG. 11. — Erreur quadratique moyenne théorique (ligne hachurée) et EQM simulée au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 16.

*Theoretical (dashed line) and simulated root mean square error during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 16 QAM system.*

hachurée) et la simulation (ligne continue). Les figures 8 et 12 mettent en évidence que, bien que la variation des paramètres de la troposphère puisse être considérée comme lente par rapport à la rapidité de modulation, il faut avoir de forts gradients dans l'évolution des coefficients de l'égaliseur si l'on veut minimiser le EQM pendant le processus de changement de position du coefficient de référence. Dans le cas de la transition DM→DNM, l'égaliseur simulé semble incapable de suivre ces forts gradients. Par contre, dans l'autre type de transition (DNM→DM), il semble y avoir un retard dans le processus de changement de position du coefficient de référence de l'égaliseur vis-à-vis du résultat théorique. Les deux comportements amènent à un EQM plus grand que le minimum théoriquement réalisable. Voir les figures 6, 7, 10 et 11, où sont comparées les valeurs théorique et simulée de l'EQM durant les deux types de transition pour les systèmes MAQ 16 et MAQ 64. La discordance entre les deux valeurs du EQM dans les intervalles de temps où les coefficients simulés et théoriques sont en coïncidence doit être attribuée au fait que, dans un égaliseur adaptatif, les valeurs des coefficients sont commandées par un gradient stochastique et que, en conséquence, ces valeurs se tiennent, en moyenne, près de la vraie valeur, mais ne restent pas constamment égales à celle-ci.

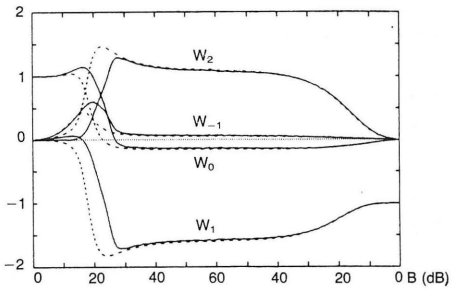


FIG. 12. — Evolutions théorique et simulée des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}0$, dans un système MAQ 64.

*Simulated and theoretical tap gains evolution during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.0$, in a 64 QAM system.*

### IV.2. Transitions à évanouissement excentré.

Les transitions à évanouissement légèrement excentré sont celles qui posent le plus de difficultés à la marche de l'égaliseur. Ainsi, pour une transition dans le sens DNM→DM, avec une rapidité de la variation de la profondeur de l'évanouissement de 120 dB/s, le système MAQ 64 avec un rapport signal/bruit de 40 dB a présenté une divergence dans l'algorithme d'auto-adaptation des coefficients pour un évanouissement situé à 4,7 MHz du centre de la bande ($f_sT = 0{,}2$). La transition dans le sens DM→DNM, par contre, se passe sans problème : la figure 13

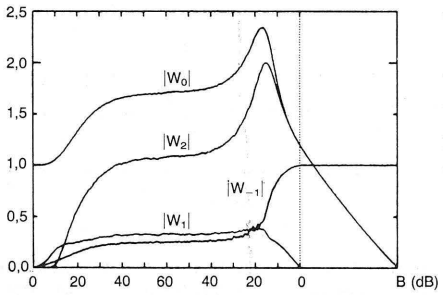


FIG. 13. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DM → DNM, avec $f_sT = 0{,}2$, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.2$, in a 64 QAM system.*

montre l'évolution des modules des coefficients de l'égaliseur et la figure 14 celle du EQM. Le système MAQ 16 supporte sans problème les deux types de transition avec $f_sT = 0{,}2$. Les transitions dans le sens DNM→DM sont plus nuisibles au bon fonctionnement de l'égaliseur parce que le changement de position du coefficient de référence se produit pendant que l'évanouissement est en train de s'approfondir, contrairement à ce qui se passe pour les transitions dans le sens DM→DNM. Le changement de position du coefficient de référence a toujours lieu au moment où l'évanouissement est DNM. Voir, par exemple, la figure 9, où le coefficient de référence se déplace vers la droite à cause du retard subi par l'instant d'échantillonnage.

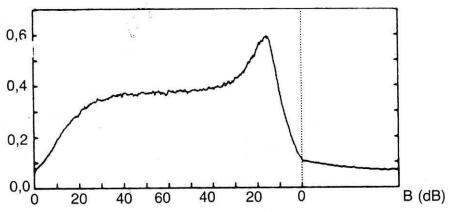


FIG. 14. — Evolution de l'erreur quadratique moyenne au long d'une transition DM → DNM, avec $f_sT = 0{,}2$, dans un système MAQ 64.

*Root mean square error evolution during a minimum phase → non minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.2$, in a 64 QAM system.*

Pour des évanouissements excentrés tels que $f_sT = 0{,}4$, l'égaliseur peut supporter la transition dans le sens DNM→DM dans un système MAQ 64. Voir les figures 15 et 16. Le EQM obtenu pour MAQ 16,

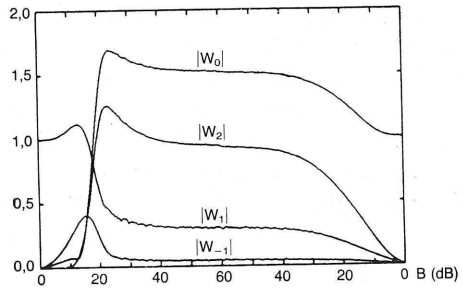


FIG. 15. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}4$, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.4$, in a 64 QAM system.*

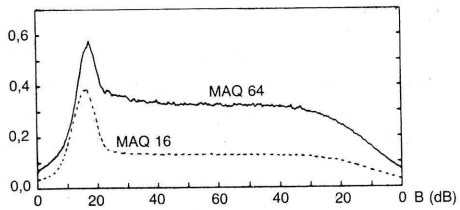


FIG. 16. — Evolution de l'erreur quadratique moyenne au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}4$.

*Root mean square error evolution during a non minimum phase → minimum phase type fading transition with $f_sT = 0.4$.*

en supposant le même comportement du milieu de transmission, est représenté sur la figure 16. Etant donné que si $f_sT = 0{,}4$, l'évanouissement reste encore dans la bande de Nyquist, il se produit un déplacement, dans ce cas vers la droite, de la position du coefficient de référence. Par contre, ce comportement ne se présente pas si le même type de transition se produit avec l'évanouissement placé de telle façon que $f_sT = 0{,}6$ : voir la figure 17. C'est le résultat attendu, car à ce moment là, l'instant d'échantillon-

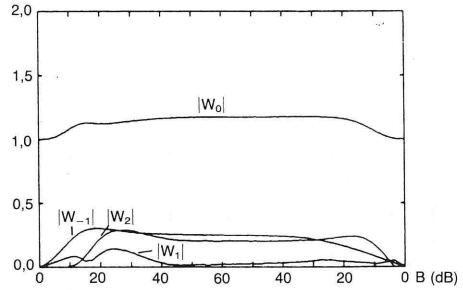


FIG. 17. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur au long d'une transition DNM → DM, avec $f_sT = 0{,}6$, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution during a non minimum phase → minimum phase type fading transition, with $f_sT = 0.6$, in a 64 QAM system.*

nage $t_0$ ne quitte pas l'intervalle [— 0,5 $T$ ; 0,5 $T$] (voir Fig. 2). Pour les transitions produites avec des valeurs de $f_sT$ plus grandes que 0,6, les résultats obtenus montrent que l'égaliseur compense la distorsion sans aucune difficulté, qu'il s'agisse de MAQ 16 ou de MAQ 64, et quel que soit le sens de la transition. Cela ne fait que refléter le fait que, dans ces cas, la distorsion est centrée là où le contenu spectral du signal est déjà faible. L'effet le plus remarquable des évanouissements très excentrés est l'apparition d'une partie imaginaire importante dans la réponse impulsionnelle globale. Mais cet effet peut être réglé facilement par une rotation des axes de démodulation.

### IV.3. Evanouissements qui balaient la bande du signal.

Les figures 18 et 19 montrent les résultats de la simulation pour un système MAQ 64 et une évolution de type b) dans laquelle on suppose un évanouissement centré qui s'approfondit à 120 dB/s jusqu'à une profondeur de 40 dB, tout en conservant cette profondeur, puis se déplace vers l'extérieur de la bande à une rapidité de 300 MHz/s. Lorsque le décentrage est tel que $f_sT$ = 1,0, la profondeur de l'évanouissement se réduit à 120 dB/s. Lorsqu'un évanouissement très profond balaie la bande du signal, il se produit un transitoire très accusé dans les coefficients de l'égaliseur, ainsi que dans le EQM aux alentours de $f_sT$ = 0,5, comme cela peut être constaté sur les figures indiquées. Le phénomène est dû au comportement du circuit de récupération de rythme, qui donne lieu à un changement considérable de la valeur de $t_0$ lorsque l'évanouissement passe de $f_sT$ = 0,49 à $f_sT$ = 0,51. Le changement de la valeur de $f_s$ a une incidence très petite sur la réponse impulsionnelle globale sans égaliseur, mais les échantillons obtenus après ce léger changement sont très différents des échantillons précédents (voir Fig. 20). On obtient le plus mauvais comportement de l'égaliseur lorsqu'un évanouissement profond (20 dB) à DNM balaie la bande du signal. En consultant la figure 9, on voit que quand l'évanouissement a une profondeur voisine de 20 dB, l'égaliseur est en train de changer la position de son coefficient de référence et que le EQM est important. Il s'agit, donc, d'un moment critique pour modifier la position de l'évanouissement. Dans le système MAQ 64 en particulier, avec une rapidité de balayage de 300 MHz/s, l'algorithme d'adaptation des coefficients de l'égaliseur diverge. Cependant, pour ce type de comportement de la troposphère, le système MAQ 16 peut supporter des rapidités de balayage de 600 MHz/s.

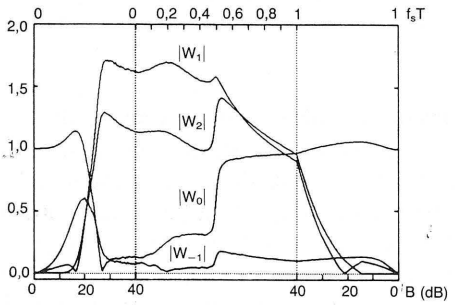


FIG. 18. — Evolution des modules des coefficients de l'égaliseur lorsque un évanouissement à DNM balaie la bande du signal, dans un système MAQ 64.

*Tap gains modulus evolution when a non minimum phase type fading sweeps the signal band in a 64 QAM system.*

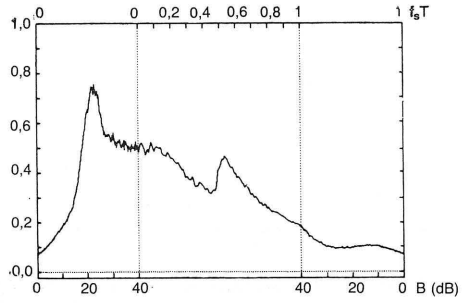


FIG. 19. — Evolution de l'EQM lorsque un évanouissement à DNM balaie la bande du signal, dans un système MAQ 64.

*Root mean square evolution when a non minimum phase type fading sweeps the signal band in a 64 QAM system.*

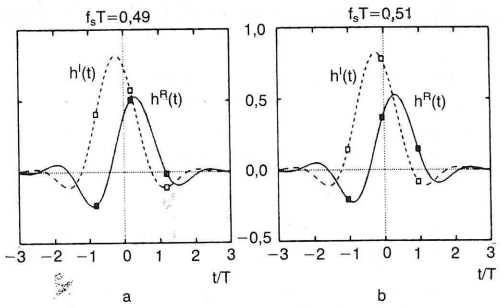


FIG. 20. — Réponse impulsionnelle globale sans égalisation avec un évanouissement très profond ($B$ = 40 dB) à DNM. $h^R(t)$ : partie réelle, $h^I(t)$ : partie imaginaire. □, ■ : principaux échantillons.

*Global unequalized impulse response with a very deep ($B$ = 40 dB), non minimum phase type fading. $h^R(t)$ : real part, $h^I(t)$ : imaginary part.* □, ■ : *main samples.*

## V. CONCLUSION

On a étudié le comportement simultané d'un égaliseur non linéaire et d'une boucle de récupération de porteuse couplés en présence d'évanouissements sélectifs à comportement dynamique. On a mis en place un programme de simulation sur ordinateur qui permet de faire varier de manière progressive les paramètres du milieu de transmission. On a étudié des transitions entre évanouissements à déphasage minimal et ceux à déphasage non minimal, ainsi que des

évanouissements qui balaient la bande du signal aux vitesses maximales de variation mesurées expérimentalement. Au moyen de la simulation, nous avons vérifié que le degré de liberté existant dans la phase de la porteuse récupérée ne pose aucun problème pour le fonctionnement du système, pourvu que celui-ci soit conçu en accord avec le fait que le couplage de l'égaliseur et du BRP se traduit par une augmentation de la bande de bruit de ce dernier. La comparaison des résultats de la simulation avec les évolutions théoriques nous permet d'attribuer l'excès de EQM existant dans certains cas à la difficulté présentée par l'égaliseur auto-adaptatif à suivre les variations rapides du milieu de transmission. Quand on utilise un égaliseur non linéaire, les évanouissements à DNM se montrent toujours plus nuisibles que ceux à DM. Les transitions dans le sens DNM→DM sont les plus nuisibles, du fait que le changement du coefficient de référence doit avoir lieu pendant que l'évanouissement est en train de s'approfondir. Les évanouissements légèrement décentrés semblent être ceux qui compromettent le plus les performances des égaliseurs. Les évanouissements profonds ($\simeq$ 20 dB) qui balaient la bande du signal sont plus nuisibles que les évanouissements très profonds ($\simeq$ 40 dB), bien que ces derniers produisent un transitoire brusque dans les valeurs des coefficients et dans le EQM quand le décentrage normalisé est $f_s T = 0{,}5$. Finalement, le passage de MAQ 64 entraîne une diminution considérable des performances de l'égaliseur, comme on peut le déduire de la comparaison entre les valeurs du EQM obtenu par l'un ou l'autre des systèmes, en supposant la même rapidité d'évolution des paramètres du milieu de transmission.

*REMERCIEMENTS.*

*L'auteur remercie Monsieur Ramon Agusti et Monsieur Fernando Casadevall, Professeurs à l'Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación à Barcelone, ainsi que Monsieur Michel Joindot, Monsieur Alain Leclert et Monsieur Patrick Vandamme, Ingénieurs au Département « transmission dans les stations terriennes et les faisceaux hertziens » au CNET Lannion, pour leur contribution à la réalisation de ce travail.*

*Manuscrit reçu le* 23 *mars* 1988,
*accepté le* 24 *novembre* 1988.

## BIBLIOGRAPHIE

[1] CHAMBERLAIN (J. K.), CLAYTON (F. M.), SARI (H.), VANDAMME (P.). Receiver techniques for microwave digital radio. *IEEE Communic. Magazine*, USA (nov. 1986), **24,** n° 11.

[2] RUMMLER (W. D.), COUTTS (R. P.), LINIGER (M.). Multipath fading channel models for microwave digital radio. *IEEE Communic. Magazine*, USA (nov. 1986), **24,** n° 11.

[3] LECLERT (A.), VANDAMME (P.). Decision feedback equalization of dispersive radio channels. *IEEE Trans. COM*, USA (juil. 1985), **33,** n° 7, pp. 676-684.

[4] LECLERT (A.), VANDAMME (P.). Universal carrier recover loop for QASK and PSK signal sets. *IEEE Trans. COM*, USA (janv. 1983), **31,** n° 1, pp. 130-136.

[5] LECLERT (A.), VANDAMME (P.). Les dispositifs de lutte contre les effets des évanouissements sélectifs dans les faisceaux hertziens numériques. *Ann. Télécommunic.*, Fr. (nov. 1985), **40,** n° 11-12, pp. 634-650.

[6] MARTIN (L.). Rates of change of propagation medium transfer functions during selective fadings. *Proc. URSI Commission F*, Belgique (Louvain, juin 1983).

## BIOGRAPHIE

Juan J. OLMOS BONAFÉ, né le 6 décembre 1956. Ingénieur des télécommunications (1983) et Docteur-ingénieur en télécommunications (1987) de l'Ecole technique supérieure des télécommunications de Barcelone. Actuellement, Professeur au Département de théorie du signal et communications de l'Université polytechnique de Catalogne.